

**MIKROWELLEN-ENTFERNUNGSMESSUNG
MIT
RÄUMLICHER FILTERUNG**

von

Olaf Ostwald

Bochum

Bochum ~~1982~~

1983



MIKROWELLEN-ENTFERNUNGSMESSUNG

MIT

RÄUMLICHER FILTERUNG

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines

Doktor-Ingenieurs

der

Abteilung für Elektrotechnik

an der Ruhr-Universität Bochum

von

Olaf Ostwald

Bochum

Bochum 1982

Dissertation eingereicht am: 29. 11. 1982

Tag der mündlichen Prüfung: 18. 2. 1983

Referent: Prof. Dr. Burkhard Schiek

Korreferent: Prof. Dr. Gerhard Schiffner

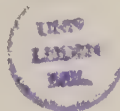
INHALTSVERZEICHNIS

	<u>Seite</u>
Verzeichnis häufig verwendeter Formelzeichen	V
1. EINLEITUNG	1
2. THEORIE DER ENTFERNUNGSMESSUNG	3
2.1 Mikrowellen-Verfahren zur Entfernungsmessung	3
2.1.1 Pulsradar	3
2.1.2 FMCW-Radar mit linearer Wobbelung	8
2.1.3 FMCW-Radar mit nichtlinearer Wobbelung	13
2.2 Räumliche Filterung	17
2.2.1 Deutung der Störreflexionen	17
2.2.2 Allgemeine Theorie	19
2.2.3 Sinusförmige räumliche Filter	22
2.2.4 Einfluß von Dispersion	26
2.3 Numerische Simulation und Ergebnisse	27
2.4 Experimentelle Überprüfung der Theorie	31
3. ENTWICKLUNG EINES GEEIGNETEN NETZWERKANALYSEVERFAHRENS	36
3.1 Bekannte Netzwerkanalyseverfahren	36
3.1.1 Heterodyne Netzwerkanalysatoren	36
3.1.2 Homodyne Netzwerkanalysatoren	37
3.2 Homodyne Netzwerkanalyse mit Phasenmodulation	39
3.3 Homodyne Netzwerkanalyse mit Frequenzmodulation und Verzögerungsleitung	45
3.4 Homodyne Netzwerkanalyse durch Phasenabtastung	50
3.5 Realisierung eines homodynem Netzwerkanalysators	55
3.6 Experimentelle Ergebnisse	57

	<u>Seite</u>
4. EIN MIKROWELLEN-ENTFERNUNGSMESSER MIT STÖRSIGNALREDUKTION	61
4.1 Grundaufbau	61
4.2 Digitale Version der räumlichen Filterung	63
4.3 Analoge Version der räumlichen Filterung	66
5. ZUSAMMENFASSUNG	75
6. ANHANG	77
7. LITERATURVERZEICHNIS	111

Verzeichnis häufig verwendeter Formelzeichen

a_1, a_2, a_3, a_4	Koeffizienten, Def. siehe Gln. (3.3-3.6)
A	Betrag der Übertragungsfunktion des Meßobjektes
A_1, A_2	Abkürzungen, Def. siehe Gln. (3.8 + 3.10)
b_i	Konstante proportional zum Radarquerschnitt des Reflektors i
c	Lichtgeschwindigkeit
d	Phasenverschiebung durch Dispersion
e	Basis der natürlichen Logarithmen
$e(\omega t)$	normiertes ZF-Signal
e_1	Grundschwungsanteil von $e(\omega t)$
f_1, f_2	frequenzmodulierte Mikrowellensignale
$\mathcal{F}$	Fouriertransformationsoperator
$\mathcal{F}^{-1}$	inverser Fouriertransformationsoperator
$g(\tau)$	Gewichtungsprofil, räumliche Filterungscharakteristik
$g(\omega t)$	normierte Amplitudenmodulationsfunktion
G	Gewichtsfunktion
h	Impulsantwort im Fall endlicher Bandbreite
$\tilde{h}$	modifizierte Impulsantwort
$\bar{h}$	Videosignal
h_D	Impulsantwort im Fall unendlicher Bandbreite
H	Übertragungsfunktion im Fall endlicher Bandbreite
$\tilde{H}$	modifizierte Übertragungsfunktion
H'	Ableitung der Übertragungsfunktion
H_D	Übertragungsfunktion im Fall unendlicher Bandbreite
i	Nummer eines Reflektors (Laufindex)
I	allgemeines ZF-Signal
I_1	erstes ZF-Signal
I_2	zweites ZF-Signal



$\hat{i}$	Scheitelwert eines ZF-Signals
$\hat{i}_n$	negativer Scheitelwert eines ZF-Signals
$\hat{i}_p$	positiver Scheitelwert eines ZF-Signals
j	imaginäre Einheit, $j = \sqrt{-1}$
k	Proportionalitätskonstante
l_o	Entfernung des Nutzreflektors
l_i	Entfernung eines Reflektors i
$l_{\max}$	maximale Entfernung des Nutzreflektors
m	Modulationsfunktion
$\tilde{m}$	Wechselanteil der Modulationsfunktion
N	Anzahl äquidistanter Frequenzstützpunkte
r	empfangenes Mikrowellensignal
s	Mikrowellensignal
t	Zeitvariable
T	Verzögerungszeit
$v_1, \dots, v_6, v'_6$	Signale bei analoger räumlicher Filterung
x	normiertes Sendesignal eines FMCW-Radars
X	Fouriertransformierte von x
y	normiertes Empfangssignal eines FMCW-Radars
Y	Fouriertransformierte von y
z	ZF-Signal eines FMCW-Radars
Z	ZF-Spektrum eines FMCW-Radars
β	Modulationsindex
δ	Dirac'sche Deltafunktion
ΔT	Impulsbreite
$\Delta \phi$	Gesamtphasenhub
$\Delta \phi_{\max}$	maximaler Gesamtphasenhub
$\Delta \psi$	auf 2π normierter Phasenhub

$\Delta\omega$	Bandbreite der Gewichtsfunktion, Frequenzhub
$\Delta\Omega$	Bandbreite, Frequenzhub
ζ	Zeithilfsvariable
ν	Frequenz des ZF-Spektrums eines FMCW-Radars
π	Ludolfsche Zahl
$\sum$	Summenzeichen
τ	Verzögerungszeit
τ_0	Verzögerungszeit des Nutzreflektors
τ_1	Verzögerungszeit eines Störreflektors
τ_i	Verzögerungszeit des Reflektors i
ϕ	Phasendifferenz, Phase des Meßobjektes
ϕ_1	Phasendifferenz bei der Frequenz Ω_1
ϕ_2	Phasendifferenz bei der Frequenz Ω_2
ψ	Phasenmodulationsfunktion
$\tilde{\psi}$	normierte Phasenmodulationsfunktion
ψ_1, ψ_2	Abkürzungen, Def. siehe Gln. (3.9 + 3.11)
ω	Frequenz
ω_0	halber Frequenzabstand, Modulationsfrequenz
Ω	Frequenz
$\dot{\Omega}$	zeitliche Ableitung der Frequenz
$\tilde{\Omega}$	Frequenzmodulationsfunktion
Ω_0	Mittenfrequenz
Ω_1	Startfrequenz
Ω_2	Stopfrequenz

Es wird die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ benutzt und kurz als Frequenz bezeichnet.

1. EINLEITUNG

Die Messung von Entfernungen ist von großer Bedeutung in der industriellen Meßtechnik. Mikrowellenmethoden zur Entfernungsmessung stehen dabei in Konkurrenz zu mechanischen, akustischen und optischen Verfahren [1]. Mechanische Entfernungsmesser sind sehr genau, sie erlauben allerdings im Gegensatz zu den genannten weiteren Verfahren keine berührungslose Messung von Entfernungen. Die Genauigkeit akustischer Entfernungsmesser ist abhängig von der Konstanz der Schallgeschwindigkeit, welche von Druck, Temperatur, Dichte und Zusammensetzung der Umgebungsatmosphäre beeinflusst werden kann. Weiterhin nachteilig ist, daß Ultraschallmethoden durch starken Lärm gestört werden können, und daß eine Messung durch ein Vakuum hindurch nicht möglich ist. Demgegenüber ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen nur in sehr geringem Maße von Umweltbedingungen abhängig. Optische Entfernungsmesser weisen daher eine hohe Meßgenauigkeit auf. Sie können jedoch durch mechanische Erschütterungen, Staub, Rauch und Feuer gestört werden, wie sie bei industriellen Meßaufgaben auftreten können. Beispiele sind die Füllstandsmessung in Kohlebunkern, Getreidesilos, Flüssigkeitstanks oder Hochöfen. Für diese Anwendungen eignen sich besonders vorteilhaft Mikrowellenmeßmethoden, da sie unabhängig von den genannten extremen Umweltbedingungen eine genaue, berührungslose und ungefährliche Entfernungsmessung ermöglichen.

Das bekannteste Entfernungsmessverfahren mit Mikrowellen ist das Pulsradar [2]. Dabei wird ein kurzer hochfrequenter Impuls ausgesendet und an einem Objekt reflektiert. Aus der Laufzeit des reflektierten Impulses wird auf die Entfernung des Objektes geschlossen. Dieses Verfahren ist nicht gut zur Entfernungsmessung für industrielle Aufgaben geeignet, bei denen Genauigkeiten von wenigen Millimetern bis Zentimetern gefordert werden. Auf Grund der dann notwendigen kurzen Anstiegszeiten der Impulse, die mit vertretbarem technischen Aufwand nicht realisierbar sind, benutzt man das technisch einfachere Verfahren des frequenzmodulierten Dauerstrich-Radars (FMCW-Radar) [3]. Dabei wird ein linear in der Frequenz gewobbeltes Mikrowellensignal konstanter Amplitude ausgesendet. Das Empfangssignal wird mit dem Sendesig-

nal gemischt. Man erhält ein Zwischenfrequenzsignal, dessen Frequenz ein Maß für die Entfernung des Objektes darstellt. Nachteilig ist, daß die Genauigkeit der Entfernungsmessung von der Linearität des Wobbelvorgangs abhängt. Geeigneter ist ein Verfahren, das die gesamte Phasenänderung des Zwischenfrequenzsignals während des Wobbelvorganges mißt [4]. Der gesamte Phasenhub ist nämlich - unabhängig von der Linearität des Wobbelvorganges - ein genaues Maß für die Entfernung des reflektierenden Objektes. Entfernungsmesser, die nach diesem Prinzip arbeiten, sind bereits aufgebaut worden [5, 6]. Sie weisen eine hohe Meßgenauigkeit auf, die praktisch nur von der Konstanz des Frequenzhubes abhängt. Durch Vergrößerung des Hubes kann die Genauigkeit fast beliebig erhöht werden.

Dieses gilt jedoch nur, wenn das Mikrowellensignal von nur einem einzigen Objekt reflektiert wird. Treten weitere Reflexionen auf, insbesondere von Störern aus kurzer Entfernung, so ergeben sich Meßfehler, die durch die Überlagerung der reflektierten Signale aus unterschiedlichen Entfernungen hervorgerufen werden. In der vorliegenden Arbeit soll daher ein Verfahren entwickelt werden, bei dem der störende Einfluß insbesondere von Nahreflexionen auf die Meßgenauigkeit reduziert wird. Im zweiten Kapitel werden bekannte Mikrowellenverfahren miteinander verglichen und es werden ihre prinzipiellen Mängel aufgezeigt. Ein auf einer komplexen Netzwerkanalyse basierendes räumliches Filterverfahren zur Reduktion von Störreflexionen wird entwickelt und numerisch und experimentell überprüft.

Die technische Realisation eines einsatzfähigen Mikrowellen-Entfernungsmessers mit räumlicher Filterung erfordert als Subsystem einen einfachen und genauen Netzwerkanalysator. Im dritten Kapitel werden daher bekannte Netzwerkanalyseverfahren vergleichend gegenübergestellt. Ausgehend vom homodynem Netzwerkanalyseprinzip wird ein neues einfaches Netzwerkanalyseverfahren mit Phasenmodulation entwickelt und experimentell getestet.

Auf der Basis dieses Netzwerkanalyseverfahrens wird ein für den praktischen Einsatz geeigneter Mikrowellen-Entfernungsmesser realisiert. Grundaufbau und einige Systemversionen sowie Meßergebnisse werden im vierten Kapitel beschrieben.

2. THEORIE DER ENTFERNUNGSMESSUNG

2.1 Mikrowellenverfahren zur Entfernungsmessung

Entfernungsmessungen mit Hilfe von Mikrowellen basieren auf der konstanten und mit hoher Genauigkeit bekannten Ausbreitungsgeschwindigkeit von elektromagnetischen Wellen. Die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum beträgt:

$$c = 2,9979 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1} \quad (2.1)$$

In der Atmosphäre ist die Lichtgeschwindigkeit im Vergleich zum Vakuum um etwa 0,3 ‰ reduziert [7]. Sie ist abhängig von Druck, Temperatur und Zusammensetzung der Atmosphäre. Für die meisten industriellen Meßaufgaben, bei denen relative Genauigkeiten von etwa 1 ‰ gefordert werden, kann die Lichtgeschwindigkeit jedoch als Konstante angenommen werden.

2.1.1 Pulsradar

Das bekannteste Mikrowellenverfahren zur Entfernungsmessung ist das Pulsradar [2]. Dabei wird ein kurzer Mikrowellenimpuls über eine Antenne abgestrahlt und an einem oder mehreren Objekten reflektiert (siehe Bild 2.1). Die Entfernung l_i eines Reflektors i kann aus der Laufzeit τ_i des Impulses bestimmt werden, die er benötigt, um die Strecke von der Sendeantenne über den Reflektor zur Empfangsantenne zurückzulegen.

$$l_i = \frac{c}{2} \tau_i \quad (2.2)$$

Streng gültig ist diese Beziehung nur für ideale Reflektoren, die die Bedingung erfüllen, daß der reflektierte Impuls dieselbe Form aufweist wie der einfallende Impuls. Dieses gilt näherungsweise für unendlich ausgedehnte ebene Reflektoren. Bei realen Streukörpern treten neben der eigentlichen Hauptreflexion eine Reihe von weiteren Streuvorgängen auf, die eine Verformung des reflektierten Impulses bewirken. Beispiele für solche Streuvorgänge sind Kriechwellen, die über die Rückseite des Objekts zu den Antennen

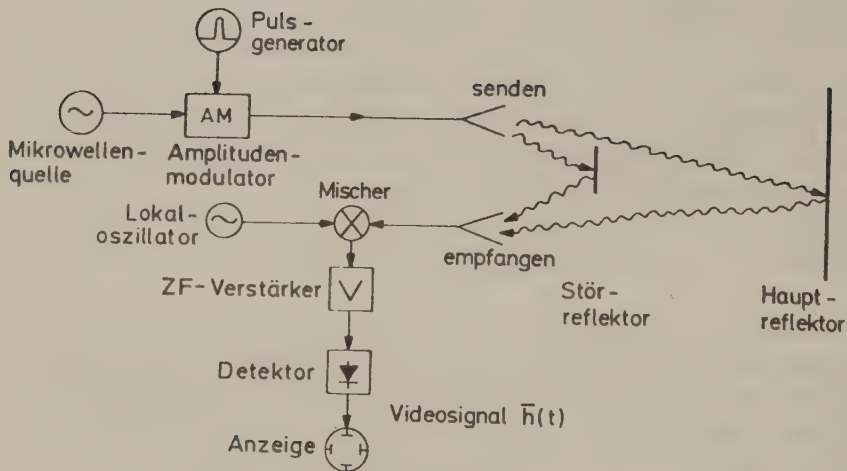


Bild 2.1: Schema eines Impulsradars

zurückgelangen, direkte Streuung an Kanten sowie Mehrfachreflexionen zwischen verschiedenen Teilen des Streukörpers. Die Rückstreuung an Körpern mit komplizierter geometrischer Gestalt kann prinzipiell mit Hilfe der Momentenmethode [8] berechnet werden; dieses erfordert jedoch einen hohen numerischen Aufwand. Näherungslösungen erhält man durch Anwendung von Methoden der physikalischen Optik [9]. Die Impulsantwort einiger spezieller Streukörper wird z.B. in [10] und [11] berechnet und ist dort näher erläutert. Ein Breitbandsystem zur experimentellen Bestimmung der Impulsantwort beliebiger Objekte ist in [12] beschrieben. Wie diese Untersuchungen zeigen, bewirkt die Verformung der Hauptreflexion durch die genannten Streuvorgänge einen Entfernungsmeßfehler, der in der Regel bei wenigen Millimetern liegt. Bei Streukörpern mit sehr rauen Oberflächen, wie z.B. bei Schüttkegeln von Kohle oder Erz können zwar größere Meßfehler auftreten, üblicherweise sind bei diesen Anwendungen jedoch die Genauigkeitsanforderungen an die Entfernungsmessung geringer. Aus diesen Gründen werden in Gl. (2.2) und im folgenden stets ideale Reflektoren vorausgesetzt.

Tritt Reflexion nur an einem einzigen Objekt auf, so besteht das Empfangssignal wie das Sendesignal nur aus einem einzigen Mikrowellenimpuls. Treten jedoch Reflexionen an mehr als einem Objekt in unterschiedlichen Entfernungen l_i auf, wie in Bild 2.1 angedeutet, so besteht das Empfangssignal aus mehreren Mikrowellenimpulsen mit unterschiedlichen Zeitverzögerungen τ_i . Für den Fall idealer Dirac-Impulse $\delta(t)$ ist das Empfangssignal durch die Impulsantwort $h_D(t)$ der Entfernungsmeßstrecke gegeben. Durch Fourier-Transformation läßt sich daraus die Übertragungsfunktion $H_D(\Omega)$ der Entfernungsmeßstrecke herleiten. Der Faktor b_i in den Gln. (2.3 + 2.4) ist abhängig von dem Radarquerschnitt eines Reflektors und berücksichtigt zusätzlich die mit wachsender Laufzeit ansteigende Dämpfung des Signalpegels.

$$h_D(t) = \sum_i b_i \cdot \delta(t - \tau_i) \quad (2.3)$$

$$H_D(\Omega) = \mathcal{F}\{h_D(t)\} = \sum_i b_i \cdot e^{-j\Omega\tau_i} \quad (2.4)$$

Die Gln. (2.3 + 2.4) können als Parallelschaltung von dämpfungsbehafteten Totzeitgliedern mit unterschiedlichen Verzögerungszeiten interpretiert werden. Reflexionen aus unerwünschten Entfernungen können auf Grund der vorausgesetzten unendlich großen Bandbreite der Impulse beliebig gut durch ein Entfernungsfenster eliminiert werden. Die Entfernung jedes einzelnen Reflektors kann somit fehlerfrei bestimmt werden. Für praktische Anwendungen sind die verfügbaren Bandbreiten immer endlich. Aus diesem Grund sind die empfangenen Impulse keine idealen Dirac-Impulse. Dieses läßt sich durch Einführung einer bandbegrenzenden Rechteckfunktion $\text{rect}(\mu)$ zeigen, die folgendermaßen definiert ist:

$$\text{rect}(\mu) = \begin{cases} 1 & \text{für } |\mu| < 1 \\ \frac{1}{2} & \text{für } |\mu| = 1 \\ 0 & \text{für } |\mu| > 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

Wird die Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke innerhalb einer Bandbreite $\Delta\Omega$ um die Mittenfrequenz Ω_0 herum gemessen, so erhält man:

$$H(\Omega) = [\text{rect}(\frac{\Omega + \Omega_0}{\Delta\Omega/2}) + \text{rect}(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega/2})] \sum_i b_i \cdot e^{-j\Omega\tau_i} \quad (2.6)$$

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H(\Omega)\} = \sum_i b_i \cdot \text{si}[\frac{\Delta\Omega}{2}(t - \tau_i)] \cos[\Omega_0 t - \Omega_0 \tau_i] \quad (2.7)$$

Durch inverse Fourier-Transformation der gemessenen Übertragungsfunktion $H(\Omega)$ erhält man die Impulsantwort $h(t)$ des bandbegrenzten Systems. Sie wird beschrieben durch ein sinusförmiges Träger-signal der Frequenz Ω_0 , welches mit si-Impulsen moduliert ist. In üblichen Pulsradarsystemen wird das Signal (2.7) in einen Zwischenfrequenzbereich umgesetzt und detektiert. Man erhält ein Videosignal $\bar{h}(t)$:

$$\bar{h}(t) = \sum_i b_i \cdot \text{si}[\frac{\Delta\Omega}{2}(t - \tau_i)] \quad (2.8)$$

Um aus dem Videosignal die Entfernung eines bestimmten (Haupt-) Reflektors möglichst genau zu ermitteln, kann der Einfluß der übrigen (Stör-)Reflektoren durch ein Zeitfenster oder Entfernungstor (engl.: range gate) reduziert werden. In Abhängigkeit von der Laufzeit des Sendeimpulses (entspricht der Entfernung) wird die Empfindlichkeit des Eingangsverstärkers variiert (engl.: sensitivity time control = STC). Man erreicht so eine Reduktion von Störreflexionen, ohne jedoch ihren störenden Einfluß auf die Hauptreflexion perfekt eliminieren zu können; denn auf Grund der vorausgesetzten endlichen Frequenzbandbreite hat jeder einzelne si-Impuls eine unendliche Zeitdauer. So wird z.B. das Maximum eines si-Impulses durch die Ausläufer der Störimpulse beeinflusst. In Bild 2.2 ist neben dem Hauptreflektor ein Störreflektor in einem Abstand von 20 % der Entfernung des Hauptreflektors angenommen worden. Das Verhältnis der Radarquerschnitte der beiden Reflektoren sei so gewählt, daß der in größerer Entfernung stehende Hauptreflektor den gleichen Signalpegel am Antenneneingang bewirkt wie der Störreflektor. Durch den endlichen Einfluß der Störreflexion am Ort der Hauptreflexion, wird der Ort des Maximums der Hauptreflexion im ungünstigsten Fall um 3,7 % verschoben. Bei einer angenommenen Bandbreite von 300 MHz und einer Entfernung des Hauptreflektors von 5 m, ergibt dieses einen Meßfeh-

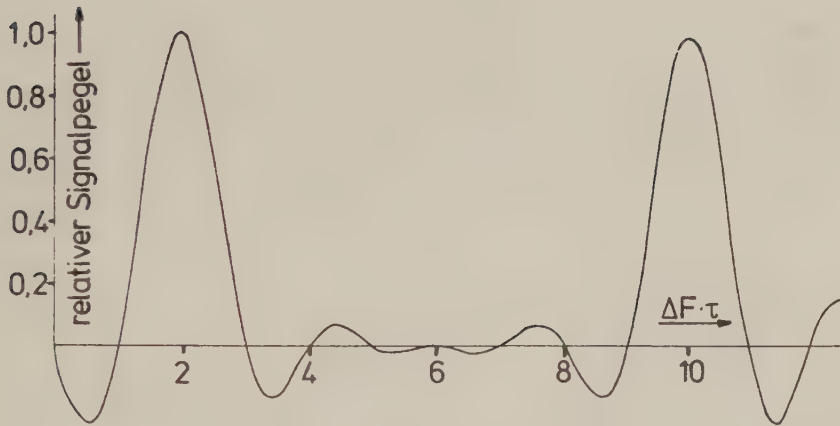


Bild 2.2: Einfluß einer Störreflexion auf die Hauptreflexion. Das Maximum der Hauptreflexion wird in diesem Beispiel um 3,7 ‰ verschoben (nähere Erläuterungen siehe Text). $\Delta F = \Delta \Omega / 2\pi$

ler von 1,9 cm. Befinden sich Störreflektoren in noch geringeren Abständen vor den Antennen, so ist ihr störender Einfluß auf die Meßgenauigkeit noch stärker. Die Elimination dieses Einflusses durch einfache Zeitfiltermethoden, wie z.B. Entfernungstore, ist nicht möglich.

Neben den erläuterten Meßfehlern, die durch Störreflexionen hervorgerufen werden, ergeben sich weitere Ungenauigkeiten der Entfernungsmessung durch Auftreten von Dispersion. Auf Grund der Dispersion der in einem praktischen Meßsystem verwendeten Hohlleitungen oder Antennen wird die Form der ausgesendeten Impulse verzerrt und so eine definierte Signalauswertung erschwert. Weiterhin braucht man sehr schnelle und teure elektronische Komponenten zur Erzeugung und Weiterverarbeitung der benötigten steilen Impulse. Bei geforderten Meßgenauigkeiten im Millimeter- bis Zentimeterbereich werden Anstiegszeiten in der Größenordnung von 10 ps bis 100 ps verlangt, die technisch nicht einfach realisierbar sind. Deshalb werden Pulsradarsysteme als nachteilig für industrielle Entfernungsmessungen angesehen.

2.1.2 FMCW-Radar mit linearer Wobbelung

Ein weiteres bekanntes und gebräuchliches Verfahren [3,13,14,15] zur Entfernungsmessung mit Hilfe von Mikrowellen ist das frequenzmodulierte Dauerstrichradar (engl.: frequency modulated continuous wave = FMCW). Dabei wird ein linear in der Frequenz modulierte Mikrowellensignal konstanter Amplitude über eine Antenne abgestrahlt und an einem Objekt reflektiert (siehe Bild 2.3). Das reflektierte und nach einer Verzögerungszeit τ_0 wieder

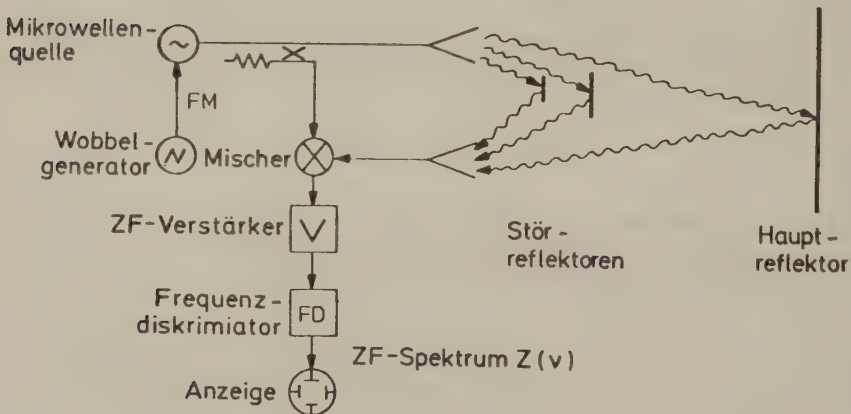


Bild 2.3: Schema eines FMCW-Radars mit linearer Wobbelung

empfangene Mikrowellensignal wird mit einem Teil des Sendesignals gemischt. Die Frequenz des Ausgangssignals des Mixers ist direkt proportional der Verzögerungszeit τ_0 , und sie ist somit ein genaues Maß für die Entfernung des Objektes, wenn die Mikrowellenquelle linear rampenförmig gewobbelt wird. In der Praxis steht nur eine endliche Bandbreite zur Verfügung und deshalb muß anstelle der rampenförmigen Frequenzmodulation eine Sägezahn- oder eine Dreiecksmodulation benutzt werden. Bild 2.4 zeigt für eine gebräuchliche, dreieckförmige Frequenzmodulation den Zeitverlauf der Momentanfrequenz des gesendeten und des, nach einer Zeitverzögerung τ_0 , wieder empfangenen Mikrowellensignals. In Bild 2.5 ist der, sich aus der jeweiligen

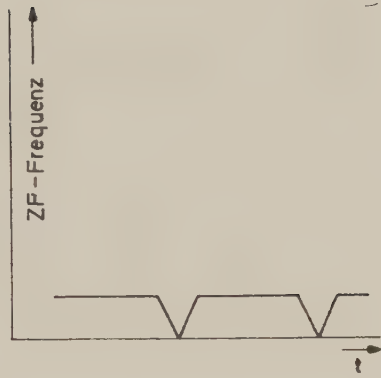
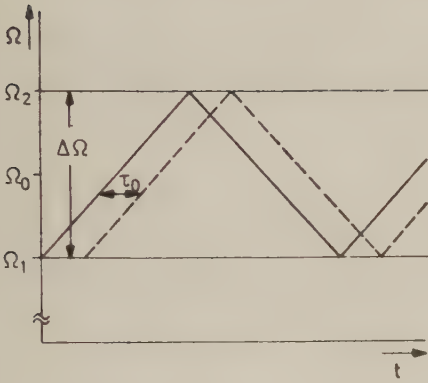


Bild 2.4: Zeitverlauf der Momentan-
frequenz des ausgesendeten
und des nach einer Verzöge-
rungszeit τ_0 wieder empfan-
genen Mikrowellensignals.
(durchgezogene Linie:
Sendesignal
gestrichelte Linie:
Empfangssignal)

Bild 2.5: Zeitverlauf der Momentan-
frequenz des Mischeraus-
gangssignals

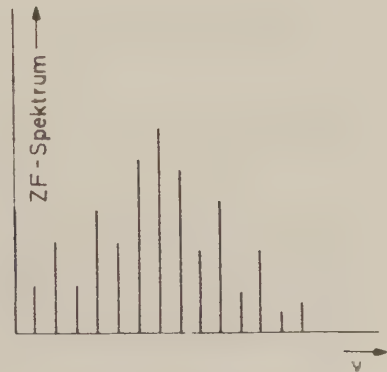
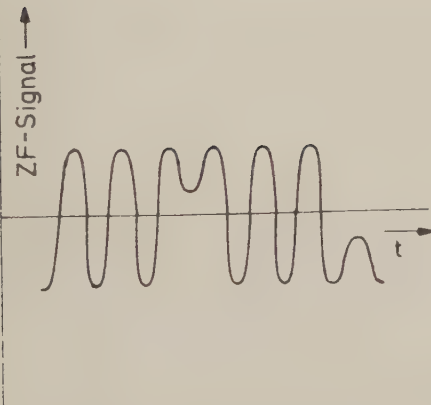


Bild 2.6: Zeitverlauf des Mischer-
ausgangssignals (ZF-Sig-
nals)

Bild 2.7: Spektrum des ZF-Signals
(ZF-Spektrum)

Frequenzdifferenz ergebende, Verlauf der Momentanfrequenz des Mischerausgangssignals skizziert. Den dazugehörigen Zeitverlauf dieses zwischenfrequenten Mischerausgangssignals (ZF-Signal) zeigt Bild 2.6. Durch Fourier-Transformation des ZF-Signals erhält man sein Spektrum (siehe Bild 2.7), welches üblicherweise ausgewertet wird, um die Entfernung des Meßobjektes zu bestimmen.

Form und Größe dieses für FMCW-Radarverfahren bedeutsamen Spektrums läßt sich wie folgt analytisch herleiten: Ausgehend von einem linear gewobbelten sinusförmigen Signal mit der Momentanfrequenz $\omega = \Omega_0 + \dot{\Omega}t$ erhält man folgendes (normiertes) Sendesignal $x(t)$ eines FMCW-Radars bei quasistationärer Betrachtung:

$$x(t) = \cos(\omega t) \quad (2.9)$$

$$X(\Omega) = \mathcal{F}\{x(t)\} = \pi[\delta(\Omega + \omega) + \delta(\Omega - \omega)] \quad (2.10)$$

Die Fourier-Transformierte $Y(\Omega)$ des empfangenen Signals $y(t)$ ergibt sich durch Multiplikation der Fourier-Transformierten $X(\Omega)$ des Sendesignals mit der Übertragungsfunktion der Meßstrecke $H(\Omega)$.

$$Y(\Omega) = X(\Omega) \cdot H(\Omega)$$

$$= \pi[\delta(\Omega + \omega) \operatorname{rect}\left(\frac{\Omega + \Omega_0}{\Delta\Omega/2}\right) + \delta(\Omega - \omega) \operatorname{rect}\left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega/2}\right)] \sum_i b_i \cdot e^{-j\Omega\tau_i} \quad (2.11)$$

$$y(t) = \mathcal{F}^{-1}\{Y(\Omega)\} = \operatorname{rect}\left(\frac{\omega - \Omega_0}{\Delta\Omega/2}\right) \sum_i b_i \cdot \cos(\omega t - \omega\tau_i) \quad (2.12)$$

In Gl. (2.11) wurde $\omega > 0$ und $\Omega_0 > 0$ vorausgesetzt. Das Empfangssignal $y(t)$ eines FMCW-Radarsystems wird mit einem Teil des Sendesignals $x(t)$ gemischt. Das tiefpaßgefilterte ZF-Ausgangssignal $z(t)$ des Mischers (siehe Bild 2.3) wird durch Gl. (2.13) beschrieben.

$$z(t) = \operatorname{rect}\left(\frac{\omega - \Omega_0}{\Delta\Omega/2}\right) \sum_i b_i \cdot \cos(\omega\tau_i) \quad (2.13)$$

$$Z(\nu) = \mathcal{F}\{z(t)\} = \sum_i b_i \left\{ \text{si} \left[\frac{\Delta\Omega}{2} \left(\frac{\nu}{\hat{\Omega}} + \tau_i \right) \right] + \text{si} \left[\frac{\Delta\Omega}{2} \left(\frac{\nu}{\hat{\Omega}} - \tau_i \right) \right] \right\} \quad (2.14)$$

Das durch Gl. (2.14) gegebene Spektrum des ZF-Signals wird benutzt, um die Entfernung des Meßobjektes zu ermitteln. Ein Vergleich dieses ZF-Spektrums mit dem in Gl. (2.8) gegebenen Videosignal eines Impulsradars zeigt eine starke formale Ähnlichkeit beider Ausdrücke. Im Falle des FMCW-Spektrums ist die Variable nicht die Zeit t sondern die ZF-Frequenz ν . Die Größe $\hat{\Omega}$ beschreibt die Abstimmgeschwindigkeit der Mikrowellenquelle und stellt einen Maßstabsfaktor für die ZF-Frequenzen dar. Form und Größe des ZF-Spektrums wird wie die Impulsantwort im Falle des Pulsradars durch eine Summe von si-Impulsen beschrieben. Deshalb lassen sich ähnliche Einschränkungen bezüglich der Unterdrückung von Störreflexionen durch Frequenzfilter aufzeigen, wie sie bereits für den Fall des Impulsradars bezüglich der Anwendung von Zeitfenstern beschrieben wurden. Durch geeignete Hochpaß- oder Bandpaßfilter kann zwar der Einfluß von Störreflexionen reduziert werden, er kann aber nicht vollständig eliminiert werden, da auf Grund der begrenzten Bandbreite des ausgesendeten Mikrowellensignals das zwischenfrequente Störspektrum und das Nutzspektrum überlappen.

Auch der bereits für das Pulsradar erläuterte störende Einfluß von Dispersion auf die Meßgenauigkeit bleibt im Falle des FMCW-Radars mit linearer Wobbelung erhalten. Es gibt jedoch noch eine Reihe von weiteren Effekten, die die Meßgenauigkeit beeinträchtigen. Ein Störeffekt ergibt sich aus der unvollkommenen Kenntnis der Übertragungsfunktion $H(\Omega)$ der Entfernungsmeßstrecke. Ein Vergleich des in Gl. (2.13) beschriebenen ZF-Signals $z(t)$ mit der in Gl. (2.6) gegebenen Übertragungsfunktion zeigt, daß das ZF-Signal nur den Realteil von $H(\Omega)$ angibt. Dieses wird durch die Cosinus-Funktion in Gl. (2.13) gekennzeichnet. Aus diesem Grund ergibt sich als ZF-Spektrum neben dem gewünschten Anteil bei positiven Frequenzen ν ein durch Spiegelung an der Achse $\nu = 0$ entstehendes "Spiegelspektrum" bei negativen Frequenzen ν . Die in den positiven Frequenzbereich hineinragenden Ausläufer des Spiegelspektrums stören das Nutzspektrum auch dann, wenn keinerlei Störreflexion auftreten (siehe Bild 2.8). Diese

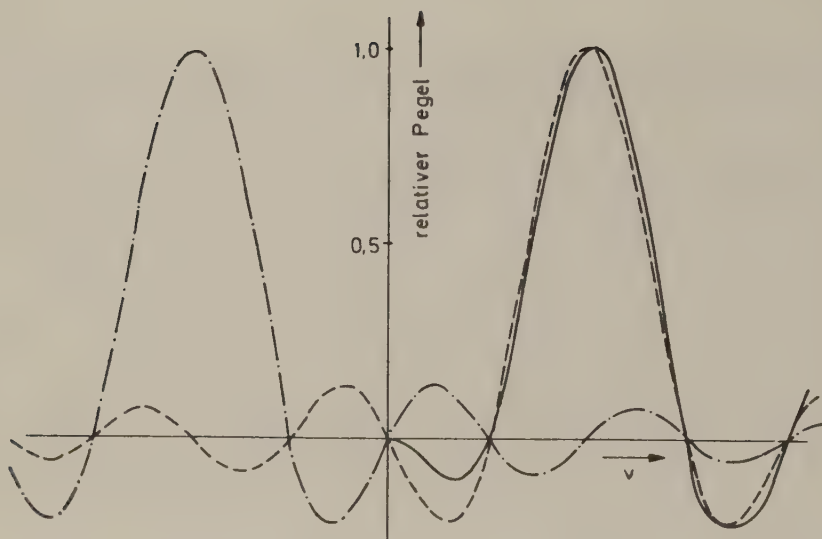


Bild 2.8: Störung des Nutzspektrums durch ein bei negativen Frequenzen auftretendes Spiegelspektrum
 (gestrichelte Linie: Hüllkurve des Nutzspektrums
 strichpunktigte Linie: Hüllkurve des Störspektrums
 durchgezogene Linie: Hüllkurve des resultierenden Spektrums)

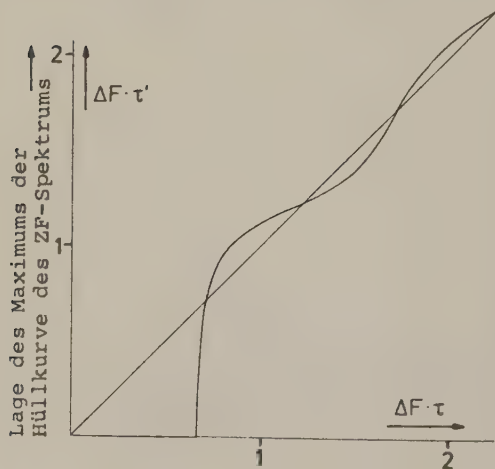


Bild 2.9: Maximum der Hüllkurve des ZF-Spektrums in Abhängigkeit von der Entfernung des Reflektors (es wurden keine Störreflexionen angenommen). $\Delta F = \Delta \Omega / 2\pi$

prinzipiell auftretende Störung insbesondere für kleine Frequenzen ν ergibt zusätzliche Meßfehler besonders für kleine Entfernungen des Meßobjektes. Der quantitative Einfluß des Spiegelspektrums auf die Meßgenauigkeit läßt sich aus Gl. (2.14) herleiten, und er ist für den Fall fehlender Störreflexionen in Bild 2.9 skizziert. Der Ort des Maximums der Hüllkurve des ZF-Spektrums istgetragen als Funktion der Entfernung des Meßobjektes. Wie man aus Bild 2.9 entnehmen kann, ergeben sich insbeson-

dere für kleine Entfernungen große Meßfehler, die mit wachsender Entfernung des Meßobjektes abnehmen. Auffällig ist, daß für sehr kleine Entfernungen ($\Delta F \cdot \tau < 0,66$) das Maximum des ZF-Spektrums im Ursprung verhaftet bleibt. Dieser Effekt ergibt sich ebenfalls aus der Überlagerung von Nutzspektrum und Spiegelspektrum.

Das Spiegelspektrum kann eliminiert werden durch gleichzeitige Bestimmung des Realteils und zusätzlich des Imaginärteils der Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke. Dieses läßt sich z.B. durch die Verwendung eines Einseitenbandempfängers erreichen. Verfahren, die eine solche komplexe Netzwerkanalyse durchführen, werden im folgenden noch detailliert beschrieben.

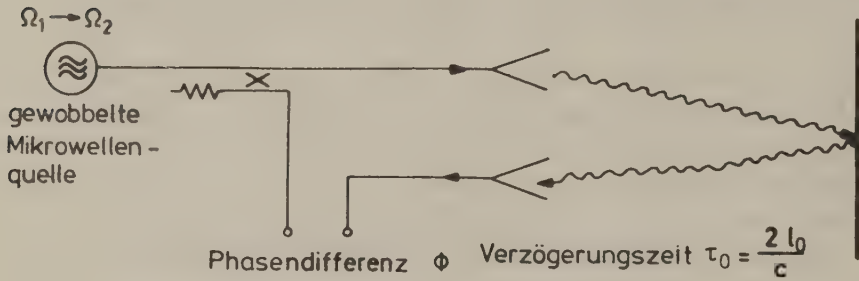
Ein weiterer Effekt, der Meßfehler bewirken kann, ergibt sich aus der Notwendigkeit einer periodischen Frequenzmodulation. Auf Grund einer periodischen, z.B. sägezahnförmigen oder dreieckförmigen Frequenzmodulation ergibt sich ein periodisches ZF-Signal und deshalb ein diskretes ZF-Spektrum. Im allgemeinen ist der Mittelwert des ZF-Spektrums kein ganzzahliges Vielfaches der Modulationsfrequenz, und das diskrete ZF-Spektrum ist deshalb unsymmetrisch.

Weitere praktische Schwierigkeiten können hervorgerufen werden durch einen von der Mikrowellenfrequenz abhängigen Gleichspannungsanteil des ZF-Ausgangssignals der benutzten Mischer. Dadurch treten insbesondere für kleine Entfernungen des Meßobjektes weitere Störungen auf. Weiterhin nachteilig ist die Notwendigkeit einer exakt linearen Abstimmcharakteristik der benutzten Mikrowellenquelle. Aus diesen Gründen wird ein Entfernungsmeßverfahren bevorzugt und im folgenden beschrieben, welches durch die genannten Effekte nicht gestört wird.

2.1.3 FMCW-Radar mit nichtlinearer Wobbelung

Das FMCW-Radarverfahren mit nichtlinearer Wobbelung [4] basiert auf der Messung der Phasendifferenz ϕ zwischen dem ausgesendeten Mikrowellensignal und dem am Meßobjekt reflektierten und nach einer Zeitverzögerung τ_0 wieder empfangenen Mikrowellen-

signal (siehe Bild 2.10). Für eine beliebige Startfrequenz des Wobbelvorganges Ω_1 ergibt sich die Phasendifferenz ϕ_1 aus dem



Startfrequenz: $\phi_1 = \Omega_1 \cdot \tau_0$

Stopfrequenz: $\phi_2 = \Omega_2 \cdot \tau_0$

$\Rightarrow$ Phasenhub: $\Delta\phi = \Delta\Omega \cdot \tau_0$

Bild 2.10: Schema eines FMCW-Radars mit nichtlinearer Wobbelung

Argument der in Gl. (2.6) beschriebenen Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke zu $\phi_1 = \Omega_1 \cdot \tau_0$. Dabei wurde vorausgesetzt, daß das Mikrowellensignal nur an einem einzigen Objekt reflektiert wurde. Wird nun während des Wobbelvorganges die Frequenz Ω erhöht, so erhöht sich die Phasendifferenz ϕ ebenfalls. Für eine beliebige Stopfrequenz des Wobbelvorganges Ω_2 ergibt sich die Phasendifferenz ϕ_2 entsprechend zu $\phi_2 = \Omega_2 \cdot \tau_0$. Für einen Frequenzhub $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$ ergibt sich deshalb ein Gesamtphasenhub $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$ zu:

$$\Delta\phi = \Delta\Omega \cdot \tau_0 \quad (2.15)$$

Wie man sieht, ist der Gesamtphasenhub unabhängig von der Form des Wobbelvorganges. Bei Anwendung dieses "Phasenhubverfahrens" zur Entfernungsmessung darf die Mikrowellenquelle deshalb beliebig nichtlinear in der Frequenz gewobbelt werden. Der Gesamtphasenhub ist im allgemeinen größer als 360° , deshalb genügt es nicht, nur die Phasendifferenz an den beiden Eckfrequenzen des Wobbelvorganges zu messen, sondern die Änderung der Phasendifferenz während der Wobbelung muß zusätzlich verfolgt werden.

Die Genauigkeit der Entfernungsmessung ist durch die Stabilität des Frequenzhubes $\Delta\Omega$ gegeben, der für genaue Messungen deshalb z.B. quarzstabilisiert werden sollte. Da die Form des Wobbelvorganges die Meßgenauigkeit nicht beeinträchtigt, können einfache und kostengünstige Mikrowellenquellen zur Konstruktion eines Entfernungsmessers benutzt werden. Zur Realisierung eines nach diesem Verfahren arbeitenden Entfernungsmessers wurde ein varaktorabgestimmter Gunnedioden-Oszillator benutzt. Einige Meßergebnisse, die mit diesem Entfernungsmesser erzielt wurden, sind in Bild 2.11 skizziert. Aufgetragen ist die gemessene Entfernung

eines reflektierenden Objektes als Funktion seiner wahren Entfernung. Die Entfernung des Reflektors wurde von 0 m bis 10 m in Schritten von 0,5 m geändert. Wie man sieht, entspricht die gemessene Entfernung nahezu exakt der wahren Entfernung des Objektes. Der Meßfehler beträgt etwa ± 1 cm.

Vorteilhaft ist, daß bei Verwendung dieses Verfahrens keine Störeffekte auftreten, wie sie für das Pulsradar und das FMCW-Radar mit linearer Wobbelung beschrieben wurden.

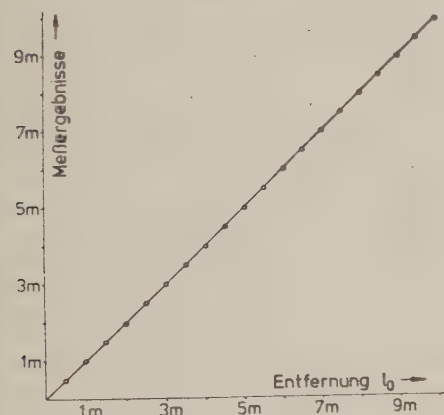


Bild 2.11: Meßergebnisse eines FMCW-Radars mit nichtlinearer Wobbelung (Mittenfrequenz: 9,1 GHz, Bandbreite: 293 MHz).

Selbst das Auftreten von Dispersion beeinflusst die Meßgenauigkeit nicht störend. Wie sich einfach zeigen läßt, bewirkt die Dispersion nur eine Verschiebung des Entfernungsnulldpunktes, die sich meßtechnisch leicht bestimmen und eliminieren läßt. Die Meßgenauigkeit eines nach diesem Verfahren arbeitenden Entfernungsmessers ist praktisch nur durch die Stabilität des Frequenzhubes gegeben.

Dieses gilt jedoch nur, wenn das Mikrowellensignal von nur einem einzigen Objekt reflektiert wird. Für praktische Entfernungsmessungen treten jedoch häufig weitere, störende Reflexionen auf,

die durch in der Meßstrecke befindliche Objekte, wie Pfosten, Stäbe oder Gerüste etc. hervorgerufen werden können. Auch reflektierende seitliche Wände, die von den Nebenkeulen der Antennen ausgeleuchtet werden, können Störungen bewirken. Durch scharf bündelnde Antennen kann der Einfluß von Störreflexionen zwar abgeschwächt, aber häufig nicht ausreichend reduziert werden. Das Bild 2.12 zeigt dazu einige experimentelle Ergebnisse,

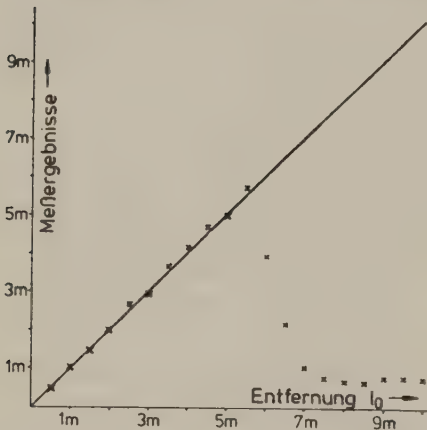


Bild 2.12: Meßergebnisse eines FMCW-Radars wie in Bild 2.11. Es befindet sich ein Störreflektor bei etwa 1 m

die mit dem gleichen Meßaufbau erzielt wurden, der für Bild 2.11 benutzt wurde. Zusätzlich wurde jedoch ein Störreflektor in einer Entfernung von etwa 1 m angebracht. Wie man sieht, wird die Entfernung des Hauptreflektors für kleine Entfernungen genau bestimmt. Der Grund dafür ist der relativ zum Pegel der Störreflexion große (Nutz-)Pegel der Hauptreflexion. Mit wachsender Entfernung des Hauptreflektors nimmt jedoch der Nutzpegel immer mehr ab. Folglich wächst der Einfluß des

konstanten Störpegels und die Messung wird ungenauer. Der typische Meßfehler für diesen Bereich beträgt etwa ± 10 cm. Für das in Bild 2.12 dargestellte Beispiel erreicht der Störpegel den Wert des Nutzpegels bei einer Entfernung des Hauptreflektors von etwa 6 m. Aus diesem Grund wird die Messung für größere Entfernungen völlig fehlerhaft. Nun überwiegt der Einfluß des Störreflektors und folglich wird näherungsweise dessen Entfernung angezeigt, wenn die Entfernung des Hauptreflektors groß ist.

Offensichtlich wird die Messung der Entfernung des Hauptreflektors durch den in kleinem Abstand vor den Antennen befindlichen Störreflektor in starkem Maße beeinflusst. Man wird daher bestrebt sein, den störenden Einfluß insbesondere von Nahreflexionen auf die Meßgenauigkeit zu reduzieren.

2.2 Räumliche Filterung

Das Ziel dieses Kapitels ist die Verallgemeinerung des in Kapitel 2.1.3 beschriebenen Phasenhubverfahrens zur Entfernungsmessung, im Hinblick auf die Auswertung einer dem Phasenhub ähnlichen Meßgröße, die nur in reduziertem Ausmaß von Störreflexionen beeinflusst wird.

2.2.1 Deutung der Störreflexionen

In Bild 2.13 ist die Ortskurve der durch Gl. (2.6) beschriebenen Übertragungsfunktion der Entfernungmeßstrecke skizziert. Der

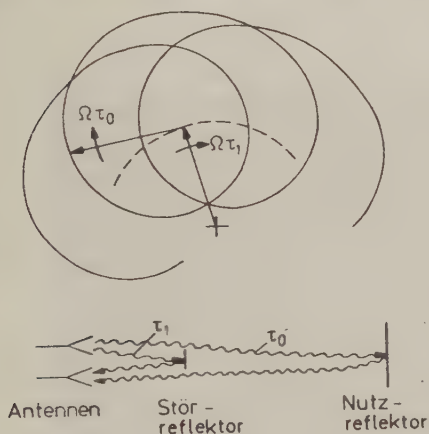


Bild 2.13: Ortskurve der aus dem Nutzreflektor und einem in geringer Entfernung befindlichen Störreflektor bestehenden Entfernungmeßstrecke

Einfachheit halber ist neben dem Hauptreflektor nur ein einziger Störreflektor in kleiner Entfernung angenommen worden. Dadurch wird die Allgemeingültigkeit der Beschreibung aber nicht eingeschränkt, da sich mehrere Störreflektoren immer zu einem einzigen resultierenden Störreflektor zusammenfassen lassen. Jeder der beiden in Bild 2.13 skizzierten Reflektoren wird durch einen entsprechenden

Zeiger repräsentiert. Der Betrag der Zeiger wird dabei neben dem Reflexionsfaktor und dem Rückstreuquerschnitt eines Reflektors von seiner

Entfernung bestimmt, und er wächst mit geringer werdender Entfernung an. Daher kann der Betrag des Störzeigers die gleiche Größenordnung erreichen wie der Nutzzeiger. Die Phase eines Zeigers ist direkt proportional zu seiner Entfernung, die durch die entsprechende Laufzeit τ gegeben ist. Auf Grund der kleinen Entfernung des Störreflektors ($\tau_1 \ll \tau_0$) von den Antennen rotiert der entsprechende Störzeiger mit wachsender Frequenz Ω nur lang-

sam. Der Zeiger der Hauptreflexion rotiert dagegen relativ schnell. Die Ortskurve der Resultierenden der beiden Vektoren beschreibt daher eine Epizykloide. (Diese Art von Kurve wurde von dem griechischen Astronomen Claudius Ptolemäus benutzt, um die Planetenbewegung zu erklären. Dabei laufen die Planeten auf einem Beikreis oder Epizykel, dessen Mittelpunkt auf dem Haupt- oder Trägerkreis (Deferent) abrollt.) In dem Beispiel von Bild 2.13 ist der Störpegel etwas größer als der Nutzpegel. Der Betrag des Störzeigers ist daher etwas größer als der Betrag des Nutzzeigers und die resultierende Ortskurve umschließt deshalb nicht den Ursprung. Aus diesem Grund ist eine Aufsummierung der Vielfachen der Phase von 360° nicht möglich. Dieses ist die Ursache dafür, daß eine Entfernungsmessung völlig fehlerhaft wird, wenn der Störpegel den Nutzpegel überragt.

Eine weitere anschauliche Erläuterung des Einflusses von Störreflexionen geben die Diagramme in Bild 2.14. Es zeigt in Polar-

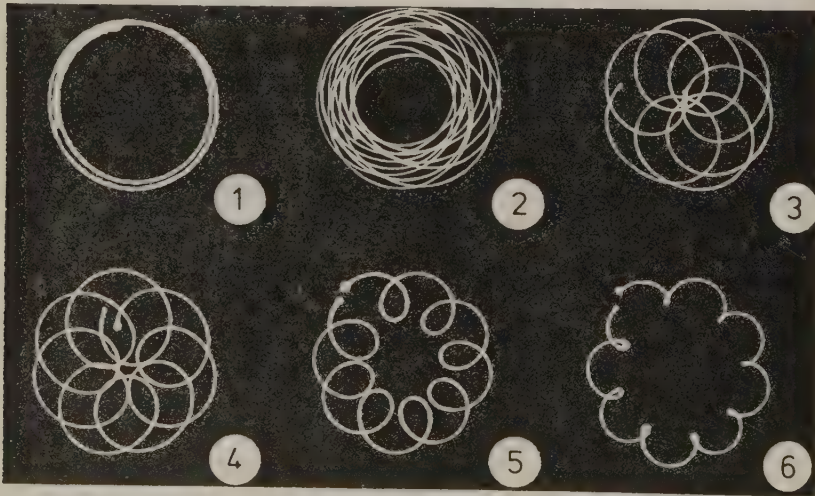


Bild 2.14: Meßkurven der Übertragungsfunktion einer aus Nutzreflektor und störendem Nahreflektor bestehenden Entfernungsmeßstrecke. Der Störpegel ist sukzessive erhöht worden.

koordinaten einige Meßkurven der Übertragungsfunktion der aus Nutz- und Störreflektor bestehenden Entfernungsmeßstrecke. Die Messungen [16] wurden mit einem kommerziellen Netzwerkanalysator (hp 8410B) durchgeführt. Als Meßobjekt diente die Parallelschaltung zweier unterschiedlich langer Koaxialleitungen. Die Variation des "Störpegels" wurde durch Einschalten von Dämpfungs-

gliedern in die kürzere Koaxialleitung erreicht. Auf diese Weise wurde in Bild 2.14 der Einfluß des Störreflektors sukzessive erhöht. Im ersten Diagramm ist der Störpegel zunächst noch Null, und die Ortskurve der Übertragungsfunktion beschreibt nahezu perfekte Kreise. Das zweite Diagramm zeigt den Einfluß eines kleinen Störreflektors. Die Ortskurve ist weiterhin kreisförmig, aber der Mittelpunkt der einzelnen Kreise ist nicht in Ruhe, sondern er rotiert seinerseits. Im dritten Diagramm hat der Einfluß der Störreflexion weiter zugenommen. Der Störpegel erreicht fast den Wert des Nutzpegels. Man erhält deshalb zwar große Phasenfehler, aber es wird weiterhin näherungsweise die Entfernung des Nutzreflektors bestimmt, weil die Ortskurve gerade noch den Ursprung umschließt. Im vierten Diagramm übertrifft der Störpegel den Nutzpegel und die Ortskurve umschließt den Ursprung nicht mehr. Die Messung wird nun völlig fehlerhaft, da die Vielfachen der Phase von 360° nicht mehr detektiert werden. Das Diagramm 5 zeigt die Ortskurve der Übertragungsfunktion für einen weiter angestiegenen Störsignalpegel und das letzte Diagramm schließlich für einen dominierenden Einfluß der Störreflexion. Nun wird die Entfernung des Störreflektors näherungsweise bestimmt, wobei die Genauigkeit dieser Messung durch den restlichen Einfluß der Hauptreflexion beeinträchtigt wird.

2.2.2 Allgemeine Theorie

Um den schädlichen Einfluß von Störreflexionen auf die Meßgenauigkeit zu reduzieren, muß ein Verfahren zur räumlichen Filterung entwickelt werden. Durch die Filterung sollen Fehler durch Störreflexionen reduziert werden, ohne neue prinzipielle Meßfehler einzuführen. Das Filterverfahren muß linear bezüglich mehrerer Störreflexionen sein und es darf keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit haben, wenn keine Störreflektoren vorhanden sind. Wie bereits in vorangehenden Kapiteln erläutert wurde, können eine Reihe von Meßfehlern durch Verwendung einer komplexen Netzwerkanalyse vermieden werden. Das bedeutet, daß neben dem Realteil der Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke auch der Imaginärteil gemessen werden muß. Gleichwertig ist die Messung von Betrag und Phase der Übertragungsfunktion $H(\omega)$. Bei Kenntnis

der komplexen Übertragungsfunktion als Funktion der Frequenz ist die Entfernungsmeßstrecke vollständig beschrieben. Durch inverse Fourier-Transformation läßt sich z.B. die Impulsantwort berechnen (vgl. Gl. 2.7). Ebenfalls möglich ist die Berechnung des ZF-Spektrums $Z(\nu)$ eines FMCW-Radars mit linearer Wobbelung (vgl. Gl. 2.14). Aus beiden Größen, ebenso wie aus dem Gesamtphasenhub $\Delta\phi$, der beim FMCW-Radarverfahren mit nichtlinearer Wobbelung benutzt wird, könnte die Entfernung des Hauptreflektors bestimmt werden. Zunächst soll die Übertragungsfunktion $H(\Omega)$ jedoch so modifiziert werden, daß der Einfluß der Störreflexionen auf die Meßgenauigkeit reduziert wird.

Im Zeitbereich kann der Einfluß von Störreflexionen durch Entfernungstore (STC) reduziert werden. Dieses Verfahren bewirkt eine Multiplikation der Impulsantwort mit einem von der Verzögerungszeit abhängigen Gewichtungprofil $g(\tau)$. Durch diese Art der räumlichen Filterung erhält man eine modifizierte Impulsantwort $\tilde{h}(t)$, die in geringerem Ausmaß von Störreflexionen beeinträchtigt ist. Analog läßt sich der Einfluß von Störreflexionen für Frequenzbereichsmessungen durch eine Faltung der gemessenen Übertragungsfunktion $H(\Omega)$ mit einer Gewichtsfunktion $G(\Omega)$ erreichen. Dabei ist die Gewichtsfunktion $G(\Omega)$ die Fourier-Transformierte des Gewichtsprofils $g(\tau)$.

$$\tilde{H}(\Omega) = G(\Omega) * H(\Omega) \quad (2.16)$$

Auf diese Weise erhält man eine modifizierte Übertragungsfunktion $\tilde{H}(\Omega)$, bei der durch geeignete Wahl der Gewichtsfunktion der Einfluß von Störreflexionen stark reduziert ist. Unter Benutzung der in Gl. (2.6) gegebenen Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke läßt sich nach Ausführung der in Gl. (2.16) angegebenen Faltungsoperation die modifizierte Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke wie folgt beschreiben:

$$\begin{aligned} \tilde{H}(\Omega) = \sum_i b_i e^{-j\Omega\tau_i} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \operatorname{rect}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \left[\operatorname{rect}\left(\frac{\Omega-\omega+\Omega_0}{\Delta\Omega/2}\right) + \right. \\ \left. + \operatorname{rect}\left(\frac{\Omega-\omega-\Omega_0}{\Delta\Omega/2}\right) \right] e^{j\omega\tau_i} d\omega \end{aligned} \quad (2.17)$$

Die Größe $\Delta\omega$ gibt dabei die endliche Bandbreite der Gewichtsfunktion an. Um Phasenfehler bei der Bestimmung von $\tilde{H}(\Omega)$ zu vermeiden, muß diese Bandbreite kleiner als die Bandbreite von $H(\Omega)$ sein, die durch die Größe $\Delta\Omega$ beschrieben wird. Unter dieser Voraussetzung wird das Integral in Gl. (2.17) unabhängig von der Frequenz Ω . Die effektive Bandbreite der Übertragungsfunktion, die für die Bestimmung der Entfernung eines Reflektors benutzt werden kann, ist dann durch die folgende Ungleichung gegeben.

$$\Omega_0 - \Delta\Omega/2 + \Delta\omega < |\Omega| < \Omega_0 + \Delta\Omega/2 - \Delta\omega \quad (2.18)$$

Offensichtlich wird die effektive Bandbreite durch die Bandbreite $\Delta\omega$ der Gewichtsfunktion reduziert. Unter der Voraussetzung, daß die Ungleichung (2.18) erfüllt ist, läßt sich die modifizierte Übertragungsfunktion vereinfacht schreiben:

$$\tilde{H}(\Omega) = \sum_i b_i e^{-j\Omega\tau_i} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \operatorname{rect}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) e^{j\omega\tau_i} d\omega \quad (2.19)$$

Das Integral in Gl. (2.19) läßt sich als Fourierintegral interpretieren. Eine weitere Vereinfachung der Schreibweise ist deshalb möglich.

$$\tilde{H}(\Omega) = \frac{\Delta\omega}{\pi} \sum_i b_i e^{-j\Omega\tau_i} \cdot g(\tau_i) * \operatorname{si}(\Delta\omega\tau_i) \quad (2.20)$$

Wie bereits bemerkt wurde, darf die Phase des Integrals in Gl. (2.19) keine Funktion der Frequenz Ω sein, um Phasenfehler bei der Bestimmung von $\tilde{H}(\Omega)$ zu vermeiden. Wie man leicht sehen kann, ist diese Bedingung erfüllt: Nicht nur die Phase sondern ebenfalls die Amplitude des Integrals sind unabhängig von der Frequenz Ω .

Der in Gl. (2.20) benutzte Ausdruck $g(\tau_i)$ ist die inverse Fourier-Transformierte der Gewichtsfunktion $G(\Omega)$. Er beschreibt das gewünschte Gewichtungsprofil. Auf Grund der in Gl. (2.20) angegebenen Faltung von $g(\tau_i)$ mit einer si-Funktion wird das

gewünschte Gewichtungprofil etwas verformt. Ein sehr scharfes Profil des räumlichen Filters kann man demnach nur erreichen, wenn man eine Gewichtsfunktion mit einer großen Bandbreite wählt. Andererseits wird dadurch die effektive Bandbreite der Übertragungsfunktion reduziert, die man benutzen kann, um die Entfernung eines Reflektors zu bestimmen. Daher muß ein Kompromiß geschlossen werden, zwischen einem scharfen Gewichtsprofil (großes $\Delta\omega$) und einer großen effektiven Bandbreite der modifizierten Übertragungsfunktion (großes $\Delta\Omega - 2\Delta\omega$) und einer damit zusammenhängenden hohen Meßgenauigkeit für die Entfernungsbestimmung.

2.2.3 Sinusförmige räumliche Filter

Eine besondere Form eines räumlichen Filters, welches die effektive Bandbreite nur vernachlässigbar wenig reduziert und zusätzlich eine relativ einfache praktische Realisierung erlaubt, ist ein sinusförmiges Gewichtsprofil. Die Gewichtsfunktion $G(\omega)$ ist in diesem Fall als Fourier-Transformierte einer Sinusfunktion gegeben und wie in Gl. (2.21) definiert.

$$G(\omega) = \delta(\omega + \omega_0) - \delta(\omega - \omega_0) \quad (2.21)$$

Die modifizierte Übertragungsfunktion für diese besondere Form eines räumlichen Filters kann mit Hilfe von Gl. (2.19) bestimmt werden: Das Integral von Gl. (2.19) reduziert sich zu einer einfachen Differenzbildung zweier benachbarter Werte der Übertragungsfunktion und man erhält so ein sinusförmiges räumliches Filter.

$$\tilde{H}(\Omega) = H(\Omega + \omega_0) - H(\Omega - \omega_0) = -2j \int_1 \sin(\omega_0 \tau_1) \cdot b_1 \cdot e^{-j\Omega \tau_1} \quad (2.22)$$

Ein Vorteil dieser Art eines räumlichen Filters ist, daß keine zeitaufwendige numerische Faltungsoperation durchgeführt werden muß, sondern daß eine einfache Differenzbildung zweier benachbarter Werte der gemessenen Übertragungsfunktion ausreicht. Wenn der Frequenzabstand, $2\omega_0$, zweier benachbarter Werte der

Übertragungsfunktion genügend klein ist, d.h. $\omega_0 \tau_i < \pi/2$, so läßt sich die Sinusfunktion in Gl. (2.22) durch ihr Argument ersetzen. Wie man dem Bild 2.15a entnehmen kann, läßt sich eine sinusförmige räumliche Filtercharakteristik für diesen Bereich des Argumentes durch eine Funktion ersetzen, die proportional zur Verzögerungszeit τ ist. Dieser Grenzbereich der Filtercharakteristik läßt sich analytisch durch einen Grenzübergang $\omega_0 \rightarrow 0$ beschreiben. Die in Gl. (2.22) angegebene Differenz zweier benachbarter Werte der Übertragungsfunktion geht in diesem Grenzfalle über in die Ableitung der Übertragungsfunktion.

$$H'(\Omega) = \frac{d}{d\Omega} H(\Omega) = \frac{d}{d\Omega} \sum_i b_i e^{-j\Omega\tau_i} = -j \sum_i \tau_i \cdot b_i e^{-j\Omega\tau_i} \quad (2.23)$$

Die eingeschränkte Bandbreite der Übertragungsfunktion $H(\Omega)$ wird in diesem Kapitel nicht berücksichtigt, um die Betrachtungen zu vereinfachen. Wie man der Gl. (2.23) ansieht, reproduziert sich

die Übertragungsfunktion nach Ausführung der Differentiation wieder, bis auf den Faktor $-j \cdot \tau_i$. Das bedeutet, daß die Phase jedes einzelnen Zeigers unverändert erhalten bleibt, jedoch der Betrag der Zeiger proportional zur Laufzeit gewichtet wird. Für den Fall großer Reflektoren, bei denen der Signalpegel umgekehrt proportional zur Laufzeit ist ($b_i \sim \frac{1}{\tau_i}$), bedeutet dies, daß nach Ausführung der Differentiation der effektive Signalpegel, das heißt das Produkt des Signalpegels und der räumlichen Filtercharakteristik, unabhängig von der Laufzeit τ ist. Somit wird der störende Einfluß von Nahreflexionen reduziert.

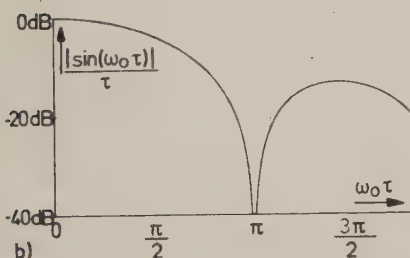
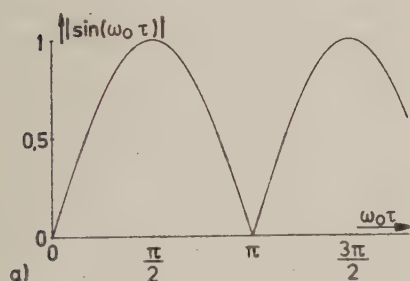


Bild 2.15: a) Sinusförmige räumliche Filtercharakteristik

b) Effektiver Signalpegel

In Bild 2.15b ist der effektive Signalpegel nach sinusförmiger räumlicher Filterung für den Fall großer Reflektoren aufgetragen. Man erkennt die näherungsweise Unabhängigkeit des effektiven Signalpegels von der Entfernung für den Bereich $\omega_0 \tau_i < \pi/2$. Reflexionen aus größeren Entfernungen werden sehr stark reduziert. Es ergibt sich also insgesamt ein Tiefpaßverhalten des räumlichen Filters.

Eine anschauliche Deutung der besonderen Vorteile einer Differenzkombination benachbarter Werte der Übertragungsfunktion bezüglich der Unterdrückung von Störreflexionen läßt sich an Hand des Vektordiagramms in Bild 2.16 herleiten. Wie bei vorangegangenen Be-

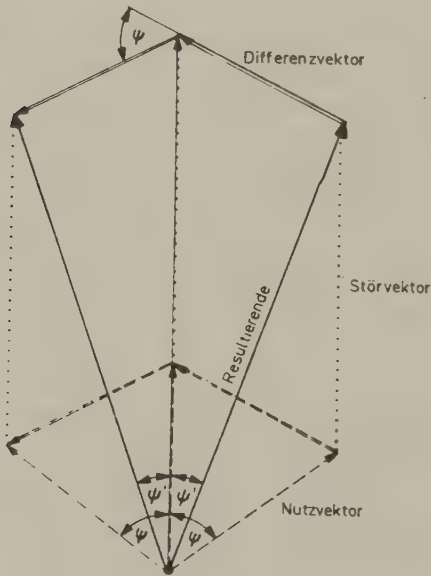


Bild 2.16: Vektordiagramm der Überlagerung von Nutz- und Störreflexion für drei äquidistante Frequenzwerte. Der Vorteil des Differenzvektors ist im Text näher erläutert.

trachtungen ist neben dem Hauptreflektor ein in geringem Abstand befindlicher Störreflektor angenommen worden. Beide Reflektoren werden in Bild 2.16 durch Vektoren repräsentiert, die entsprechend den unterschiedlichen Entfernungen der beiden Reflektoren verschieden schnell mit wachsender Frequenz Ω rotieren. In Bild 2.16 ist die Übertragungsfunktion für drei äquidistante Frequenzwerte skizziert. Der Vektor des Nutzreflektors (siehe gestrichelte Linie) verändert dabei seine Phase um den zu bestimmenden Winkel ψ . Dagegen bleibt der Vektor des Störreflektors (siehe gepunktete Linie) auf Grund der geringen Entfernung des Störers näherungsweise in Ruhe. Aus der Überlagerung der beiden Vektoren ergibt sich der resultierende Vektor (siehe

durchgezogene Linie), der allein einer Messung zugänglich ist. Auf Grund des Einflusses des Störreflektors unterscheidet sich die Phasenänderung ψ' , der Resultierenden von der zu messenden Phasenänderung, ψ , des Nutzvektors. Wie bereits erläutert, ergeben sich somit Meßfehler.

Diese Meßfehler können vermieden werden, wenn anstelle des resultierenden Vektors der Phasenwinkel zwischen den Differenzvektoren (siehe durchgezogene Doppellinie) betrachtet wird. Wie man leicht sieht, ist der Phasenwinkel zwischen den Differenzvektoren für $\tau_1 = 0$ unabhängig von der Größe der Störzeiger. Eine einfache geometrische Betrachtung zeigt, daß dieser Phasenwinkel exakt dem zu bestimmenden Winkel ψ zwischen zwei Nutzvektoren entspricht. Auch im Falle verschwindender Störreflexionen ändern sich diese Beziehungen nicht. Der Phasenwinkel zwischen den Differenzvektoren bleibt ein genaues Maß für die Phase des Meßobjektes. Durch Aufsummation dieser Phasenwinkel während eines Wobbelvorganges erhält man, unter Reduktion des Einflusses von Störreflexionen, ein genaues Maß für die Entfernung des Meßobjektes. Wie sich zeigen läßt, bleibt diese Beziehung auch für nichtäquidistante Stützstellen der Übertragungsfunktion erhalten.

Ein weiterer Vorteil der Bestimmung des Gesamtphasenhubes der Differenzvektoren ist, daß sich trotz einer Aufsummation von Differenzen keine Meßfehler akkumulieren können. Sollte auf Grund eines Meßfehlers z.B. eine Phasendifferenz zu klein bestimmt werden, so ergibt sich die nächste Phasendifferenz automatisch um diesen Fehlwinkel zu groß, so daß sich im Mittel die Meßfehler aufheben. Ein Restfehler bleibt nur erhalten bei der Bestimmung des ersten und des letzten Differenzwinkels eines Wobbelvorganges.

Es ergibt sich allerdings eine gewisse Schwierigkeit auf Grund der beschriebenen Differenzbildung: Man erhält nämlich genau einen Differenzvektor weniger als man diskrete Meßwerte der Übertragungsfunktion ermittelt hat. Folglich erhält man für die Bestimmung des Gesamtphasenhubes genau einen Differenzwinkel zu wenig. Dieses Ergebnis entspricht der bereits erläuterten Reduktion der nutzbaren, effektiven Bandbreite der modifizierten Übertragungsfunktion auf Grund der endlichen Bandbreite der Gewichtsfunktion. Aus diesem Grund ist das ermittelte Ergebnis für die Entfernung des Meßobjektes um den Faktor $(N-1)/N$ zu klein, wenn die Übertragungsfunktion an N äquidistanten Frequenzpunkten gemessen wird. Dieser konstante Fehler kann leicht eliminiert werden, und zwar durch eine Multiplikation der ermittelten Entfernung mit dem inversen Faktor $N/(N-1)$. Wenn der Wobbelvorgang

jedoch beliebig nichtlinear erfolgt, sind die Frequenzstützpunkte nicht äquidistant. Eine Korrektur des Entfernungsergebnisses kann in diesem Fall nur erfolgen, wenn die genaue Form des Wobbelvorganges bekannt ist. Ohne Korrektur ergibt sich ein Meßfehler, der durch die Summe der beiden Phasenwinkel definiert ist, die durch die äußeren Differenzenvektoren und die entsprechenden Normalenvektoren der äußeren Nutzvektoren gebildet werden. Das Adjektiv "äußere" beschreibt hier den ersten und den letzten Vektor eines Wobbelvorganges. Daher läßt sich dieser prinzipielle Meßfehler minimisieren, wenn man erreicht, daß die erste und die letzte Phasenänderung eines Wobbelvorganges klein ist. Dieses erhält man durch Vergrößerung der Anzahl der Abtastwerte zu Beginn und am Ende eines Wobbelvorganges, oder einfacher, durch eine Form der Wobbelung, die zu Beginn und am Ende horizontale Tangenten aufweist. Aus diesem Grund wurde für die praktische Realisation eines Mikrowellen-Entfernungsmessers keine Dreiecksfunktion sondern eine Trapezfunktion zur Ansteuerung der Wobbelquelle benutzt.

2.2.4 Einfluß von Dispersion

Eine weitere wichtige Problematik bezüglich der räumlichen Filterung ist der Einfluß von Dispersion auf die Messung. Ohne räumliche Filterung ergibt sich die Übertragungsfunktion der Entfernungsmessstrecke im Fall von Dispersion durch Gl. (2.24). Für die meisten praktischen Anwendungen wird Dispersion durch Mikrowellenkomponenten, wie z.B. Hohlleitungen oder Antennen hervorgerufen. Unter der Annahme, daß sich der Reflektor in einem nicht dispersiven Medium befindet, ist die durch die Dispersion hervorgerufene zusätzliche Phasenverschiebung $d(\Omega)$ keine Funktion der Verzögerungszeiten τ_i .

$$H(\Omega) = \left[\text{rect}\left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega/2}\right) + \text{rect}\left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega/2}\right) \right] \cdot \sum_i b_i e^{-j\Omega\tau_i} e^{-jd(\Omega)} \quad (2.24)$$

Offensichtlich erhält man bei der Bestimmung des Gesamtphasenhubes einen zusätzlichen Wert, der durch die Differenz $d(\Omega_0 + \Delta\Omega/2) - d(\Omega_0 - \Delta\Omega/2)$ gegeben ist. Dieses bedeutet eine Ver-

schiebung der Entfernungsskala um einen konstanten Wert. Diese Verschiebung kann durch eine einzige Eichmessung zur Bestimmung des Nullpunktes der Entfernungsskala leicht ermittelt und eliminiert werden.

Mit räumlicher Filterung ergibt sich die modifizierte Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke im Fall von Dispersion für den Spezialfall eines sinusförmigen Gewichtungsprofils durch Gl. (2.25). Unter Beibehaltung der in Gl. (2.18) angegebenen Ungleichung erhält man durch Einsetzen von Gl. (2.24) in Gl. (2.22):

$$\tilde{H}(\Omega) = \left[\text{rect} \left(\frac{\Omega + \Omega_0}{\Delta\Omega/2} \right) + \text{rect} \left(\frac{\Omega - \Omega_0}{\Delta\Omega/2} \right) \right] \cdot \sum_i b_i e^{-j\Omega\tau_i} \cdot \underbrace{[e^{-j\omega_0\tau_i} \cdot e^{-jd(\Omega+\omega_0)} - e^{+j\omega_0\tau_i} \cdot e^{-jd(\Omega-\omega_0)}]}_{\text{Gewichtungsprofil}} \quad (2.25)$$

Gewichtungsprofil

Wie im Fall nicht vorhandener Dispersion wird die nutzbare, effektive Bandbreite der modifizierten Übertragungsfunktion $\tilde{H}(\Omega)$ durch die Bandbreite $\Delta\omega = \omega_0$ der Gewichtsfunktion reduziert. Wie man zeigen kann, ist zwar der Betrag des Gewichtsprofils in Gl. (2.25), jedoch nicht seine Phase eine Funktion der Zeitverzögerungen τ_i . Deshalb ergeben sich keine prinzipiellen Phasenfehler und man erhält das wichtige Ergebnis, daß der Gesamtphasenhub der modifizierten Übertragungsfunktion für eine sinusförmige räumliche Filterung auch im Fall von Dispersion ein genaues Maß für die Entfernung des Meßobjektes darstellt. Für beliebige räumliche Filterfunktionen ergeben sich allerdings neben der Verschiebung des Entfernungsnullpunktes durch Dispersion und einer geringfügigen Veränderung der Form der Filterfunktion zusätzlich eine von τ abhängige Phasenverfälschung. Die Phasenverfälschung ist jedoch für die meisten praktischen Anwendungen vernachlässigbar klein, wie numerische Berechnungen gezeigt haben.

2.3 Numerische Simulation und Ergebnisse

Ziel dieses Kapitels ist es, die in Kapitel 2.2 hergeleiteten theoretischen Zusammenhänge bezüglich ihrer praktischen Anwend-

barkeit für die Realisierung eines Mikrowellen-Entfernungsmessers zu testen. Um den hohen gerätetechnischen Aufwand zunächst zu vermeiden, den ein direkter experimenteller Test der räumlichen Filterung erfordern würde, werden die erarbeiteten Verfahren durch Einsatz eines Großrechners (Telefunken TR 440) numerisch simuliert. Das in FORTRAN geschriebene Simulationsprogramm ist so strukturiert, daß zu Beginn eines Simulationslaufes zunächst wichtige Parameter wie die gewünschte Anzahl der Frequenzstützpunkte und der Frequenzhub gewählt werden können. Entsprechend der gewählten Modulationskennlinie des abstimmbaren Oszillators werden aus diesen Daten die Frequenzwerte berechnet, an denen die simulierte Messung der Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke erfolgen soll. Weiterhin kann die relative Größe und der Abstand der Störreflektoren gewählt werden. Für einen vollständigen Simulationslauf wird der Hauptreflektor, dessen relative Größe mit 1 definiert ist, von 0,1 m bis 15 m in Schritten von 0,1 m verschoben. Für jede Entfernung des Hauptreflektors wird ein Wobbelvorgang mit den vorher festgelegten Parametern durchlaufen. Für jeden Frequenzstützpunkt während der Wobbelung wird die Übertragungsfunktion der aus Hauptreflektor und eventuell aus einer Anzahl von Störreflektoren bestehenden Entfernungsmeßstrecke nach Betrag und Phase bestimmt. Der durch die Freiraumdämpfung bedingte abnehmende Signalpegel wird dabei umgekehrt proportional zur Entfernung angenommen. Aus den berechneten Daten der Meßstrecke wird während eines Wobbelvorganges der Gesamtphasenhub $\Delta\phi$ und, aus den Phasenwinkeln der Differenzvektoren, der Gesamtphasenhub der modifizierten Übertragungsfunktion bestimmt. Man erhält so für jede Entfernung des Hauptreflektors einen simulierten Meßwert ohne räumliche Filterung und mit räumlicher Filterung. Diese Simulationsergebnisse werden tabellarisch ausgedruckt und mit Hilfe eines Plotters graphisch dargestellt.

Neben der Variation der Anzahl und des Abstandes der Frequenzstützwerte und des Frequenzhubes wurden Anzahl, Größe und Entfernung der Störreflektoren vielfach variiert. Außerdem wurden unterschiedliche lineare und nichtlineare Wobbelkennlinien simuliert. Dabei wurde insbesondere der Einfluß von Frequenzrauschen und von partiell rücklaufenden Frequenzwerten untersucht.

Auch ein Überschwingen der Wobbelkennlinie wurde simuliert. Der Vorteil eines mit einer horizontalen Tangente startenden und endenden Wobbelvorganges wurde numerisch bestätigt. Mit Hilfe der Ergebnisse dieser Simulationen konnten spezielle praktische Probleme der Entfernungsmessung erkannt und behoben werden. So empfiehlt es sich z.B., bei der Bestimmung des Phasenwinkels der modifizierten Übertragungsfunktion nur solche Differenzvektoren für die Summierung zuzulassen, deren Betrag ausreichend groß ist. Durch Implementierung einer entsprechenden Routine zur Betragskontrolle, konnten zunächst auftretende 360° -Sprünge in der Bestimmung des Gesamtphasenhubes der modifizierten Übertragungsfunktion beseitigt werden. Diese hätten sonst zu großen Meßfehlern bei der Entfernungsbestimmung geführt.

Auch der Einfluß von Dispersion wurde numerisch simuliert. Es ergab sich das erwartete Ergebnis, daß Dispersion außer einer

Verschiebung des Entfernungsnulldpunktes die Messung nicht störend beeinflusst, auch wenn eine sinusförmige räumliche Filterung durchgeführt wird. Stellvertretend für die Fülle von Diagrammen, die durch zahlreiche Simulationsläufe erhalten wurden, zeigt Bild 2.17 simulierte Meßergebnisse für eine Entfernungsmessung ohne räumliche Filterung. Es wurde ein Frequenzhub von 300 MHz gewählt. Auf Grund der in Bild 2.17 oben rechts angegebenen, nichtlinearen Wobbelkennlinie ist der Frequenzabstand zwischen benachbarten Frequenzstützpunkten, an denen die Übertragungsfunktion der Entfernungsmessstrecke bestimmt wird, nicht konstant. Dieses

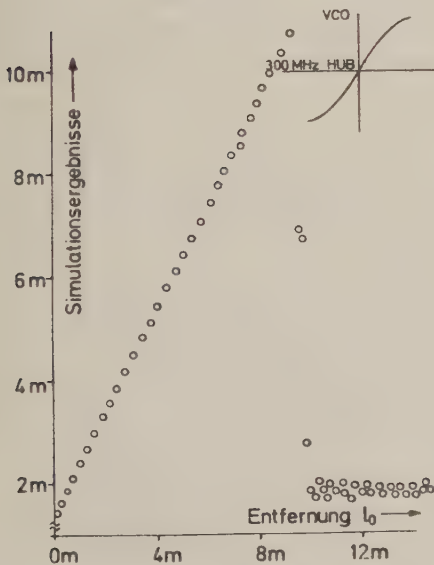


Bild 2.17: Simulierte Entfernungsmessergebnisse ohne räumliche Filterung

beeinträchtigt die Meßgenauigkeit jedoch nicht. Neben dem Hauptreflektor, der von 0,1 m bis 15 m verschoben wird, befindet sich

ein ortsfester Störreflektor mit einer relativen Größe von 5 % in einer Entfernung von 0,5 m. Als dispersive Komponente ist zusätzlich eine 1 m lange X-Band-Hohlleitung angenommen worden. Aus diesem Grund wird die Entfernung des Hauptreflektors mit einer konstanten Verschiebung von etwa 1,34 m falsch bestimmt. Weiterhin erkennt man, daß mit wachsender Entfernung des Hauptreflektors die Streuung der Meßwerte zunimmt und daß die Messung bei etwa 10 m auf Grund des nun überwiegenden Einflusses des Störreflektors völlig abreißt. Insgesamt ergibt sich qualitativ der gleiche Verlauf wie der in Bild 2.12 skizzierte.

Das Bild 2.18 zeigt simulierte Meßergebnisse für eine Entfernungsmessung mit räumlicher Filterung. Alle Parameter sind

identisch mit den für Bild 2.17 angegebenen Werten. Anstelle des direkt erhaltenen Gesamtphasenhubes wurde als Maß für die Entfernung des Hauptreflektors der Phasenhub benutzt, der durch Summation der Phase der Differenzenvektoren erhalten wurde. Wie man sieht, ist der Einfluß des Störreflektors auf die Meßgenauigkeit stark reduziert. Weiterhin erkennt man, daß auch im Fall der Entfernungsmessung mit sinusförmiger räumlicher Filterung die Meßgenauigkeit nicht durch Dispersion beeinträchtigt wird. Die auftretende Verschiebung des Nullpunktes der Entfernungsskala läßt sich leicht bestimmen und ist deshalb nicht störend.

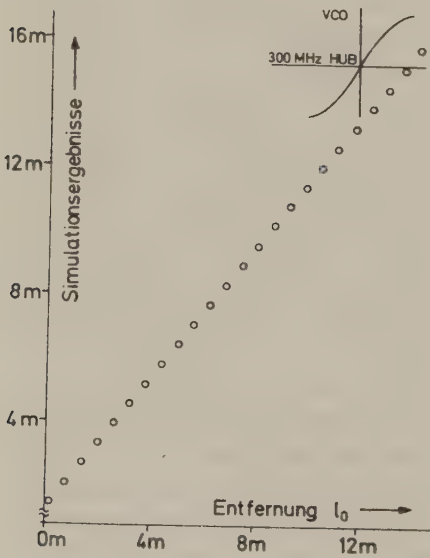


Bild 2.18: Simulierte Entfernungsmessergebnisse mit räumlicher Filterung

Neben einer einfachen sinusförmigen räumlichen Filterung wurden kompliziertere räumliche Filter mit bandpaßartigem Durchlaßver-

halten, wie z.B. Entfernungsfenster, numerisch simuliert [17]. Die Simulationen ergaben die erwarteten Ergebnisse und bewiesen die grundsätzliche praktische Verwendbarkeit des räumlichen Filterverfahrens.

2.4 Experimentelle Überprüfung der Theorie

Durch eine experimentelle Überprüfung der hergeleiteten Zusammenhänge soll zunächst bewiesen werden, daß die Entfernung eines Reflektors auch bei Vorhandensein von Störreflexionen bestimmt werden kann. Dazu werden Betrag und Phase der Übertragungsfunktion $H(\Omega)$ der Entfernungsmessstrecke mit Hilfe eines Netzwerkanalysators (hp 8410B/ hp 8411A) gemessen. Als Mikrowellenquelle dient ein Synthesegenerator (hp 8672A), dessen Frequenz in Schritten von 1 MHz im Bereich von 10,0 GHz bis 10,3 GHz verändert wird. Die Steuerung des Synthesegenerators und die Kontrolle der Datenaufnahme erfolgt durch ein Rechner-gesteuertes automatisches Datenerfassungssystem (hp 3052A & hp 9825B). Der gesamte Meßaufbau ist in Bild 2.19 skizziert.

Mikrowellen -
synthese -
generator

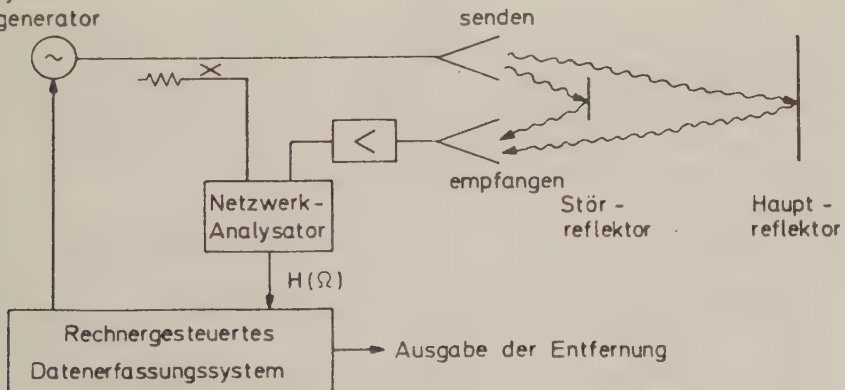


Bild 2.19: Meßaufbau zur experimentellen Überprüfung des räumlichen Filterverfahrens

Nachdem die Übertragungsfunktion der Meßstrecke für unterschiedliche Konstellationen von Nutz- und Störreflektoren bestimmt worden ist, wurden die Meßdaten durch einen Großrechner weiterverarbeitet. Durch inverse Fourier-Transformation der gemessenen Übertragungsfunktion der Entfernungsmößstrecke erhält man die Impulsantwort der Meßstrecke (siehe Bild 2.20). Daraus gewinnt man ein anschauliches Abbild der an verschiedenen Stellen auftretenden Reflexionen. Man erkennt an Hand von Bild 2.20, daß die Hauptreflexion in einer Entfernung von 20 m durch eine starke Störreflexion bei 11 m überragt wird. Eine Auswertung des Gesamtphasenhubs ergibt aus diesem Grund näherungsweise die Entfernung des Störreflektors. Eine weitere, etwas kleinere Störreflexion erkennt man bei etwa 2 m. Sie wird durch den Übersprecher zwischen der Sende- und der Empfangsantenne hervorgerufen.

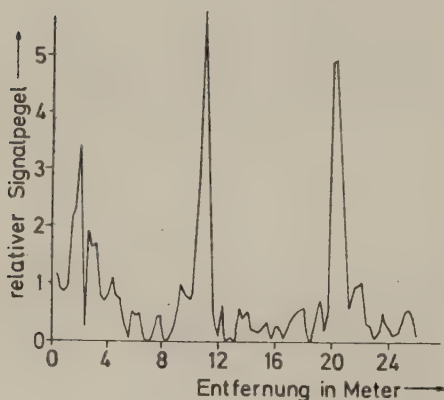


Bild 2.20: Impulsantwort der Entfernungsmößstrecke.

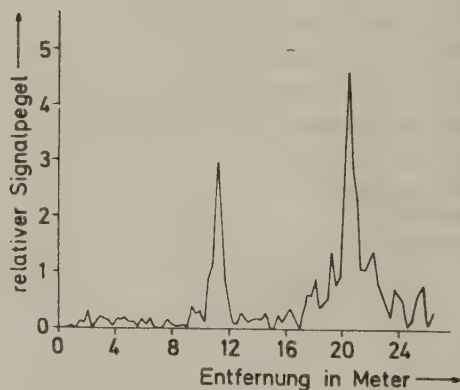


Bild 2.21: Modifizierte Impulsantwort der Entfernungsmößstrecke

Die modifizierte Übertragungsfunktion erhält man durch Differenzkombination von benachbarten Werten der Übertragungsfunktion wie in Gl. (2.22) angegeben. Durch inverse Fourier-Transformation erhält man daraus eine modifizierte Impulsantwort, die in Bild 2.21 skizziert ist. Wie man sieht, ist der Einfluß von Nahreflexionen sehr stark reduziert. Der Antennenübersprecher ist praktisch eliminiert und die Störreflexion bei 11 m ist vermindert. Nach der räumlichen Filterung erbringt der Hauptreflektor den größten effektiven Signalpegel und seine Entfernung kann bestimmt werden.

Eine weitere Erhöhung der Meßgenauigkeit läßt sich durch kompliziertere Filterfunktionen erzielen, die ebenfalls experimentell untersucht wurden. Das Bild 2.22 zeigt als gestrichelte Kurve

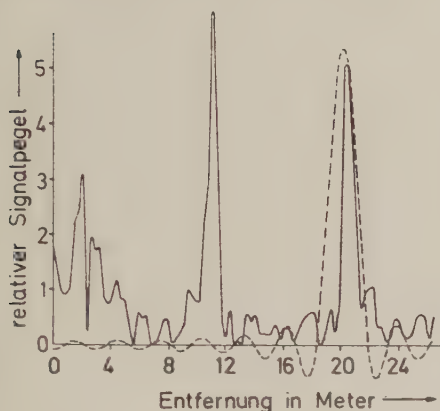


Bild 2.22: Impulsantwort der Entfernungsmeßstrecke. Räumliche Filtercharakteristik, siehe gestrichelte Linie.

die Form und die Lage einer räumlichen Bandpaßcharakteristik. Auf Grund der, für die Gewichtsfunktion $G(\omega)$ verfügbaren, endlichen Bandbreite (40 MHz) erhält man keine exakt rechteckförmigen Filterfunktionen. Das skizzierte räumliche Filter reicht jedoch aus, um die Störreflexionen nahezu vollständig zu unterdrücken und die Entfernung des Hauptreflektors genau zu bestimmen. Auch die genaue Ermittlung der Entfernung eines beliebigen Störreflektors ist durch Verschiebung der Lage des räumlichen Fensters einfach möglich [17].

In einem weiteren Teil der experimentellen Untersuchungen wurde durch Meßreihen die Genauigkeit der Entfernungsmessung ohne und mit räumlicher Filterung verglichen. Im Gegensatz zu den vorangegangenen Untersuchungen werden die Meßdaten nicht durch einen Großrechner sondern durch den gleichen Rechner (hp 9825B) aufbereitet, der auch den Synthesegenerator und das Datenerfassungssystem steuert. Am Ende jeder Messung liegen drei, nach verschiedenen Verfahren ermittelte Entfernungsergebnisse vor, die miteinander verglichen werden können:

- 1) Die Entfernung, die aus dem Gesamtphasenhub $\Delta\phi$ der Übertragungsfunktion berechnet wird.
- 2) Die Entfernung, die aus dem Gesamtphasenhub der durch Differenzkombination erhaltenen modifizierten Übertragungsfunktion berechnet wird.

- 3) Die Entfernung, die aus dem Gesamtphasenhub der durch Faltung mit einer Gewichtsfunktion $G(\omega)$ erhaltenen Übertragungsfunktion berechnet wird. Durch die Faltungsoperation wird ein etwa 1 m breites räumliches Fenster (siehe Bild 2.22) realisiert.

Der Hauptreflektor wird auf einer optischen Bank verschoben. Die Ablesegenauigkeit beträgt etwa 0,5 mm. Die folgenden Bilder zeigen die nach den drei o.a. Verfahren ermittelte Entfernung des Hauptreflektors als Funktion seiner wahren Entfernung, die in den Bildern durch eine durchgezogene Gerade angedeutet ist. Aufgrund eines Störreflektors in einer Entfernung von etwa 10 m ist eine Entfernungsmessung ohne Störsignalreduktion völlig fehlerhaft (siehe Bild 2.23). Es wird näherungsweise

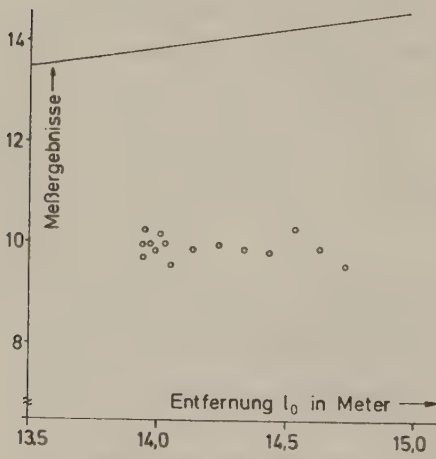


Bild 2.23: Entfernungsmeßergebnisse ohne Störsignalreduktion

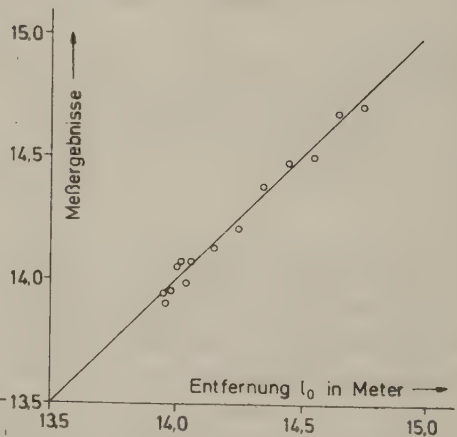


Bild 2.24: Entfernungsmeßergebnisse mit Differenzkombination

die Entfernung des Störreflektors angezeigt und der Meßfehler beträgt mehrere Meter. Das Bild 2.24 zeigt Entfernungsmeßergebnisse, die nach einer Differenzbildung der Werte der Übertragungsfunktion erhalten wurden. Man erkennt eine deutliche Steigerung der Meßgenauigkeit, es wird die Entfernung des Hauptreflektors mit einem Fehler von etwa ± 5 cm angezeigt. Durch ein geeignetes räumliches Filter läßt sich dieser Fehler

noch weiter reduzieren, wie man Bild 2.25 entnehmen kann. Der Meßfehler ist in diesem Fall kleiner als ± 3 mm.

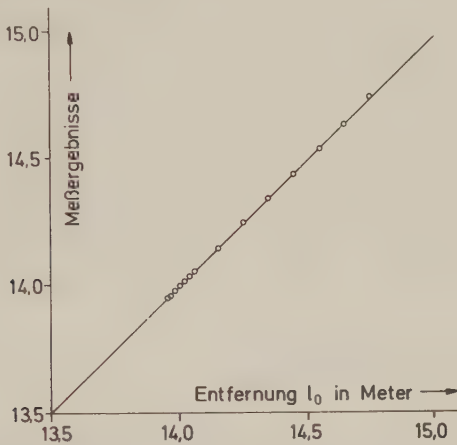


Bild 2.25: Entfernungsmeßergebnisse mit räumlichem Fenster

Damit ist die praktische Einsatzfähigkeit des entwickelten räumlichen Filterungsverfahrens [18] zur Störsignalreduktion bei der Entfernungsmessung mit Mikrowellen experimentell bestätigt.

3. ENTWICKLUNG EINES GEEIGNETEN NETZWERKANALYSEVERFAHRENS

Ein einsatzfähiger störsignalreduzierender Mikrowellen-Entfernungsmesser benötigt als entscheidendes Subsystem einen Netzwerkanalysator, der möglichst einfach aufgebaut sein soll und der mit hoher Präzision die Phase und die Amplitude der Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke bestimmen muß. Aufbauend auf bekannten Verfahren zur Netzwerkanalyse wird in diesem Kapitel ein neues einfaches Netzwerkanalyseverfahren entwickelt, welches für den praktischen Einsatz in einem Entfernungsmesser geeignet ist.

3.1. Bekannte Netzwerkanalyseverfahren

Im Mikrowellenbereich ist eine Messung der Phase eines Meßobjektes nicht direkt möglich. Für feste Frequenzen lassen sich komplexe Vierpolparameter zwar mit Hilfe von Meßleitungen [19] oder durch Brückenschaltungen bestimmen [20]; diese Schaltungen eignen sich jedoch nicht für automatische Messungen im Wobbelbetrieb. Meßgeräte, die es gestatten, komplexe Vierpolparameter auch im Wobbelbetrieb zu bestimmen, werden als Netzwerkanalysatoren bezeichnet. Dabei wird die Phasen- und Amplitudeninformation eines Meßobjektes aus dem Mikrowellenbereich in einen Zwischenfrequenzbereich transformiert, wo sie mit einfachen elektronischen Mitteln gemessen werden kann.

3.1.1 Heterodyne Netzwerkanalysatoren

Man unterscheidet zwei Grundprinzipien von Netzwerkanalysatoren. Kommerziell gebräuchliche Netzwerkanalysatoren arbeiten üblicherweise nach dem Überlagerungs- oder Heterodynverfahren [21] (griechisch: hetero = verschieden). Man benötigt dazu zwei Mikrowellensignale, die einen geringen und festen Frequenzabstand besitzen. Dazu werden zwei wobbelbare Mikrowellenquellen benutzt, deren Differenzfrequenz durch einen Phasenregelkreis (engl.: phase lock loop = PLL) konstant gehalten wird (siehe Bild 3.1). Das Ausgangssignal der einen Quelle (Osz. 1) enthält nach Durch-

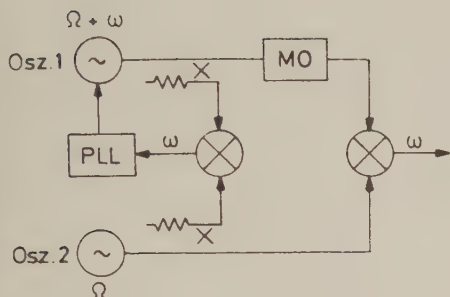


Bild 3.1: Grundschemata eines heterodynen Netzwerkanalysators

laufen der Meßstrecke die gesuchte Phasen- und Amplitudeninformation des Meßobjektes. Diese wird nach Mischen dieses Signals mit dem Ausgangssignal der zweiten Mikrowellenquelle (Osz. 2) getreu in den Zwischenfrequenzbereich übertragen und kann auf einfache Weise dargestellt und ausgewertet werden. Durch Wobbeln der beiden Mikrowellenquellen ist so die Bestimmung der komplexen Übertragungsfunktion eines Meßobjektes in einem bestimmten Frequenzbereich möglich. Nachteile des heterodynen Netzwerkanalyseverfahrens sind der hohe geräte-

technische Aufwand, der mit der Verwendung von zwei Mikrowellenquellen zusammenhängt sowie die Benutzung eines Phasenregelkreises, der insbesondere im Wobbelbetrieb zu Instabilitäten neigt.

3.1.2 Homodyne Netzwerkanalysatoren

Eine andere Realisierungsmöglichkeit eines Netzwerkanalysators besteht in der Verwendung nur einer einzigen Mikrowellenquelle und einer zusätzlichen geeigneten Modulation oder Demodulation des Mikrowellensignals. Netzwerkanalysatoren, die nach diesem Verfahren arbeiten, werden homodyne Netzwerkanalysatoren genannt (griechisch: homo = gleich). Homodyne Netzwerkanalyseverfahren für den Mikrowellenbereich werden ausführlich in [22] beschrieben. Wie sich leicht zeigen läßt, genügt eine Zweiseitenband-Amplitudenmodulation nicht, um die Phasen- und Amplitudeninformation des Meßobjektes (MO) linear in den Zwischenfrequenzbereich (ZF-Bereich) zu übertragen. Die Mehrzahl der bisher entwickelten homodynen Netzwerkanalysatoren benutzt daher eine Einseitenbandmodulation wie in Bild 3.2 skizziert. Bei ausreichender Unterdrückung des Spiegelfrequenzsignals erhält man am Ausgang des Mischers

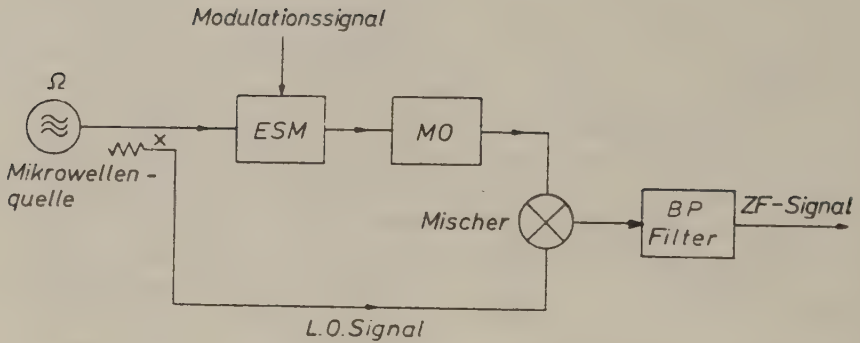


Bild 3.2: Schema eines homodynem Netzwerkanalysators mit Einseitenbandversetzer

(siehe Bild 3.2) ein ZF-Signal, welches die Phasen- und Amplitudeninformation des Meßobjektes enthält. Auftretende Meßfehler sind direkt mit der erzielten Unterdrückung des Spiegelfrequenzsignals verknüpft. Eine Seitenbandunterdrückung von z.B. 20 dB bzw. 40 dB ergibt einen maximal möglichen Phasenfehler von $\pm 5,7^\circ$ bzw. $\pm 0,57^\circ$.

Die Einseitenbandmodulatoren (ESM) für den Mikrowellenbereich werden üblicherweise mit Hilfe von zwei balancierten Mischern und eines 0° -Kopplers und eines 90° -Kopplers aufgebaut [22]. Schwierigkeiten macht die breitbandige Realisation der notwendigen 90° Phasenverschiebung des Mikrowellensignals. An anderer Stelle wird die Benutzung einer sägezahnförmigen oder treppenförmigen Phasenmodulation zur Einseitenbandversetzung vorgeschlagen [23, 24, 25]. Dabei ist es schwierig, breitbandig einen Phasenhub von genau 360° einzuhalten und damit eine ausreichende Unterdrückung des Spiegelfrequenzsignals zu erzielen. Praktisch erreicht man über eine Oktave eine Einseitenbandunterdrückung von nicht mehr als 20 dB. Daher wurde vorgeschlagen, den in Bild 3.2 skizzierten Mischer durch einen Einseitenbandempfänger zu ersetzen und so die Seitenbandunterdrückung um weitere 20 dB zu erhöhen [26]. Die zusätzliche Verwendung eines Einseitenbandempfängers erhöht jedoch den Gesamtaufwand des Systems. Weiterhin besteht die Möglichkeit, durch Eichmessungen die Phase und

den Betrag des Spiegelsignals als Funktion der Frequenz zu bestimmen und anschließend die gemessenen Werte rechnerisch zu korrigieren [27, 28]. Dieses Verfahren benötigt jedoch einen hohen gerätetechnischen Aufwand. Um die Realisierung eines Netzwerkanalysators für den Mikrowellenbereich zu vereinfachen, wird im folgenden das Verfahren zur Einseitenbandversetzung mit Phasenmodulation näher untersucht.

3.2 Homodyne Netzwerkanalyse mit Phasenmodulation

Ziel dieses Kapitels ist es, die bekannten homodynen Netzwerkanalyseverfahren mit sägezahnförmiger oder treppenförmiger Phasenmodulation in Hinblick auf nahezu beliebige Phasenmodulationsfunktionen zu verallgemeinern. Dabei wird der Einfluß unterschiedlicher Parameter auf die breitbandige Unterdrückung des Spiegelfrequenzsignals untersucht. Dazu gehören die Kurvenform und der Phasenhub der Phasenmodulationsfunktion sowie eine zusätzliche Amplitudenmodulation. Das Grundschemata des betrachteten Netzwerkanalysators ist in Bild 3.3 skizziert. Das Ausgangs-

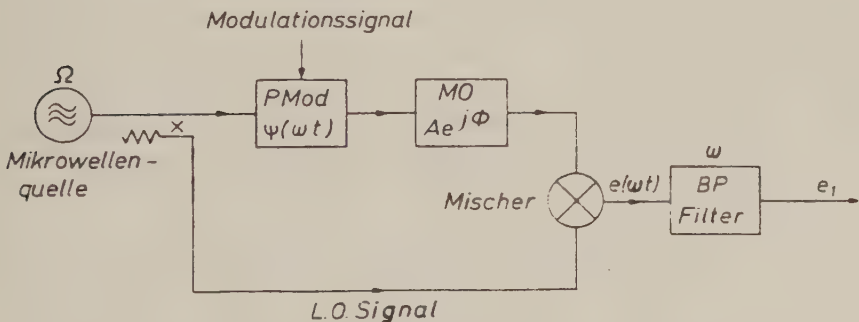


Bild 3.3: Schema eines homodynen Netzwerkanalysators mit Phasenmodulator

signal der Mikrowellenquelle wird aufgespalten in einen (unteren) Lokalszillatorkanal (L.O.-Kanal) und einen (oberen) Informationskanal. Das Signal im Informationskanal wird durch einen Phasenmodulator (PMod) in der Phase moduliert. Die mit der Frequenz ω pe-

periodische Phasenmodulationsfunktion sei $\psi(\omega t) = \Delta\psi \cdot \tilde{\psi}(\omega t)$. Dabei stellt $\tilde{\psi}(\omega t)$ eine normierte Phasenmodulationsfunktion mit einem Phasenhub von 2π dar, und $\Delta\psi$ ist der auf 2π normierte Phasenhub. Das phasenmodulierte Mikrowellensignal durchläuft das Meßobjekt (MO) und erfährt dort eine Änderung seiner Amplitude und seiner Phase. Nach Mischung dieses Mikrowellensignals mit dem Lokaloszillatorsignal erhält man am Ausgang des Mischers das in Gl. (3.1) in normierter Darstellung angegebene ZF-Signal.

$$e(\omega t) = g(\omega t) \cdot \cos[\psi(\omega t) + \phi] \quad (3.1)$$

Der Ausdruck $g(\omega t)$ beschreibt hier eine eventuell auftretende zusätzliche Amplitudenmodulation des Signals. Die Größe ϕ beschreibt die Phase des Meßobjektes. Dieses ZF-Signal durchläuft ein Bandpaßfilter mit der Mittenfrequenz ω . Das Ausgangssignal e_1 des Filters ist die erste Harmonische des ZF-Signals $e(\omega t)$. Durch Fourieranalyse dieses ZF-Signals gelangt man zu der in den Gl. (3.2-3.6) angegebenen Darstellung für das Ausgangssignal des Bandpaßfilters.

$$e_1 = a_1 \cos \phi \cos \omega t + a_2 \cos \phi \sin \omega t - \\ - a_3 \sin \phi \cos \omega t - a_4 \sin \phi \sin \omega t \quad (3.2)$$

Dabei ist.

$$a_1 = \int_{-\pi}^{\pi} g(\omega t) \cos [\psi(\omega t)] \cos \omega t \, d\omega t \quad (3.3)$$

$$a_2 = \int_{-\pi}^{\pi} g(\omega t) \cos [\psi(\omega t)] \sin \omega t \, d\omega t \quad (3.4)$$

$$a_3 = \int_{-\pi}^{\pi} g(\omega t) \sin [\psi(\omega t)] \cos \omega t \, d\omega t \quad (3.5)$$

$$a_4 = \int_{-\pi}^{\pi} g(\omega t) \sin [\psi(\omega t)] \sin \omega t \, d\omega t \quad (3.6)$$

Nach Umformung läßt sich das Signal e_1 auch in der folgenden Form schreiben.

$$e_1 = A_1 \cos (\omega t + \phi + \psi_1) + A_2 \cos (\omega t - \phi + \psi_2) \quad (3.7)$$

Mit den Abkürzungen:

$$A_1 = \sqrt{(a_1 + a_4)^2 + (a_2 - a_3)^2} \quad (3.8)$$

$$\psi_1 = -\arctan \frac{a_2 - a_3}{a_1 + a_4} \quad (3.9)$$

$$A_2 = \sqrt{(a_1 - a_4)^2 + (a_2 + a_3)^2} \quad (3.10)$$

$$\psi_2 = -\arctan \frac{a_2 + a_3}{a_1 - a_4} \quad (3.11)$$

Um eine lineare Abhängigkeit der Phase des bandpaßgefilterten ZF-Signals e_1 von der Phase ϕ des Meßobjektes zu erreichen, muß einer der beiden Koeffizienten A_1 oder A_2 verschwinden. Die Größen A_1 bzw. A_2 sind Null, wenn $a_1 \pm a_4 = 0$ und $a_2 \mp a_3 = 0$ gilt. (Das jeweils obere Rechenzeichen gilt für verschwindendes A_1 , entsprechend das untere für verschwindendes A_2). Aus diesen beiden Beziehungen erhält man durch Einsetzen der Gln. (3.3 - 3.6) die folgenden beiden Bedingungsgleichungen.

$$\int_{-\pi}^{\pi} g(\omega t) \cos[\omega t \mp \psi(\omega t)] d\omega t = 0 \quad (3.12)$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} g(\omega t) \sin[\omega t \mp \psi(\omega t)] d\omega t = 0 \quad (3.13)$$

Man erhält nur dann eine perfekt lineare Abhängigkeit der Phase des gefilterten ZF-Signals von der Phase ϕ des Meßobjektes, wenn einer der beiden Koeffizienten A_1 oder A_2 exakt Null ist. Ist dieses nicht der Fall, so erhält man einen vergleichbaren Effekt, wie bei einer unvollkommenen Unterdrückung des Spiegelfrequenz-

signals eines Einseitenbandmodulators. Er läßt sich deshalb durch eine "Äquivalente Spiegelsignalunterdrückung" beschreiben, die wie folgt definiert ist.

$$s = \frac{A_1}{A_2} \quad (3.14)$$

Eine perfekt lineare Transformation der Phase ϕ des Meßobjektes in den ZF-Bereich erhält man, wenn die äquivalente Spiegelsignalunterdrückung $s = 0$ ist ($A_1 = 0, A_2 \neq 0$) oder für $s \rightarrow \infty$ ($A_1 \neq 0, A_2 = 0$). Für $s = 1$ ($A_1 = A_2$) geht die Phaseninformation des Meßobjektes verloren.

Im Fall einer ungeraden, ansonsten jedoch beliebigen Phasenmodulation, d.h. $\psi(\omega t) = -\psi(-\omega t)$ verschwindet das Integral der zweiten Bedingungsgleichung (3.13) identisch. Damit vereinfacht sich Gl. (3.14) zu:

$$s = \frac{a_1 + a_4}{a_1 - a_4} \quad (3.15)$$

In diesem Fall bleibt als einzige Bedingungsgleichung die Gleichung (3.12) bestehen. Man erhält also eine perfekte Unterdrückung z.B. des unteren äquivalenten Seitenbandes, wenn $A_2 = a_1 - a_4 = 0$ erfüllt ist, d.h.:

$$\int_{-\pi}^{\pi} g(\omega t) \cos[\omega t + \Delta\psi \cdot \tilde{\psi}(\omega t)] d\omega t = 0 \quad (3.16)$$

Durch geeignete Wahl des freien Parameters $\Delta\psi$, d.h. des Phasenhubes der Phasenmodulationsfunktion läßt sich für beliebige ungerade Formen der Phasenmodulation eine perfekte Unterdrückung des Spiegelsignals und damit eine exakt lineare Abhängigkeit der Phase der ersten Harmonischen des ZF-Signals von der Phase ϕ des Meßobjektes erreichen. Um triviale Lösungen zu vermeiden, bei denen außer dem äquivalenten Spiegelseitenband auch das Nutzseitenband verschwindet, muß beachtet werden, daß die ungerade Phasenmodulationsfunktion zu keinem weiteren Zeitpunkt gerade

ist. So ist beispielsweise eine Sinusfunktion als Phasenmodulationsfunktion nicht zugelassen, da mit Erfüllung von Gl. (3.16) das gesamte ZF-Signal e_1 verschwinden würde.

Die Abhängigkeit der äquivalenten Spiegelsignalunterdrückung s von einer Variation des Phasenhubes $\Delta\psi$ ist von praktischer Bedeutung. Dieser Zusammenhang läßt sich für beliebige Phasenmodulationsfunktionen $\psi(\omega t)$ und beliebige Amplitudenmodulationsfunktionen $g(\omega t)$ analytisch beschreiben, und zwar durch Einsetzen der Gln. (3.3 - 3.6) in Gl. (3.14). Die Lösung der Integralbeziehungen der Gln. (3.3 - 3.6) ist jedoch nur für wenige, spezielle Modulationsfunktionen analytisch möglich. Deshalb

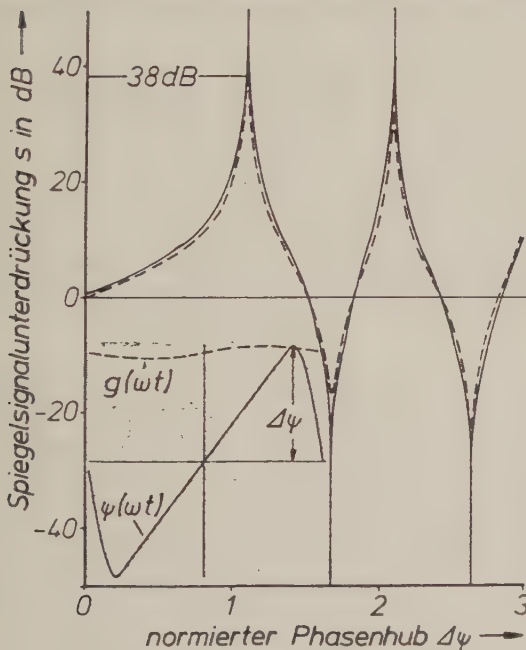


Bild 3.4: Äquivalente Spiegelsignalunterdrückung s als Funktion des Phasenhubes $\Delta\psi$, im Fall keiner oder einer geraden Amplitudenmodulation, siehe durchgezogene Linie, im Fall einer ungeraden Amplitudenmodulation von 1 dB, siehe gestrichelte Linie, Einschubbild: Phasenmodulationsfunktion $\psi(\omega t)$, siehe durchgezogene Linie, Amplitudenmodulationsfunktion $g(\omega t)$, siehe gestrichelte Linie

wurde ein Rechenprogramm geschrieben, das die Beziehung (3.14) numerisch auswertet. Das Bild 3.4 zeigt in logarithmischer Darstellung einige Ergebnisse, die auf diese Weise für die skizzierte ungerade Phasenmodulationsfunktion erhalten wurden. Wie man sieht, erhält man in diesem Fall eine Polstelle der Spiegelsignalunterdrückung, wenn der Phasenhub etwa $1,1 \cdot 2\pi$ beträgt. Man erkennt, daß es weitere Polstellen für größere Phasenhübe gibt. Negative Pole ($s \rightarrow 0$) bedeuten eine perfekte Unterdrückung des oberen äquivalenten Seitenbandes, Nullstellen ($s = 1$) bedeuten gleiche Größe beider Seitenbänder. Im letzten Fall ist, wie im Fall der Zweiseitenband-Amplitudenmodulation, die Phaseninformation völlig

eliminiert. Die gestrichelte Kurve in Bild 3.4 zeigt den Einfluß einer geringen ungeraden Amplitudenmodulation. Obwohl eine ungerade Amplitudenmodulation den stärksten negativen Einfluß auf die Spiegelsignalunterdrückung hat, zeigt sich nur eine schwache Beeinträchtigung des ungestörten Verlaufs. Die maximale Spiegelsignalunterdrückung ist weiterhin größer als 35 dB. Dieses entspricht einem Phasenfehler von weniger als 1° .

Beachtenswert ist, daß die benutzte Phasenmodulationsfunktion eine technisch einfach realisierbare Kurvenform aufweist. Anders als bei der bisher bekannten Lösung einer exakt sägezahnförmigen Phasenmodulationsfunktion muß der Phasenrücklauf nicht in sehr kurzer Zeit erfolgen. Einzelheiten der Phasenmodulationsfunktion sind unbedeutend, solange sie exakt ungerade bleibt. Numerische Untersuchungen haben erfreulicherweise gezeigt, daß ein geringer gerader Anteil unkritisch ist. Auf der Grundlage dieser Untersuchungen läßt sich ein Netzwerkanalysator mit Phasenmodulation realisieren, bei dem im Gegensatz zu bisher bekannten Verfahren glatte und deshalb einfach herstellbare Phasenmodulationsfunktionen benutzt werden können. Experimentelle Untersuchungen, die im Mikrowellenbereich durchgeführt wurden, ergaben maximale Meßfehler der Phasenmessung von $\pm 1^\circ$ [29].

Praktische Schwierigkeiten ergeben sich allerdings bei der breitbandigen Realisierung eines Mikrowellen-Netzwerkanalysators nach dem entwickelten Verfahren. Phasenmodulatoren für den Mikrowellenbereich haben die Eigenschaft, daß sich der Phasenhub etwa proportional zur Betriebsfrequenz ändert. Wie man Bild 3.4 entnehmen kann, ergibt sich deshalb, auf Grund des steilen Verlaufs der Kurve um ihren optimalen Wert, bei Wobbeln des Mikrowellensignals sehr schnell eine ungenügende, kleine Spiegelsignalunterdrückung und damit große Fehler bei der Phasenmessung. Durch geeignete Wahl einer zusätzlichen Amplitudenmodulation $g(\omega t)$ erreicht man eine hohe Spiegelsignalunterdrückung unabhängig von Schwankungen des Phasenhubs. Das Bild 3.5 zeigt eine breitbandige Lösung für den Fall einer zusätzlichen cosinusförmigen Amplitudenmodulation. Wie detaillierte Untersuchungen allerdings gezeigt haben, sind solche breitbandigen Lösungen empfindlich gegen Parameterschwankungen [30]. Durch weitere Modifikationen dieses Verfahrens [31]

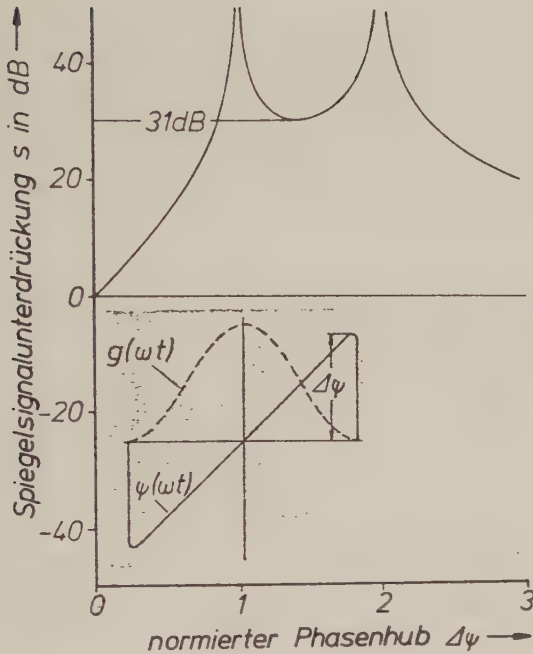


Bild 3.5: Äquivalente Spiegelsignalunterdrückung s als Funktion des Phasenhubes $\Delta\psi$ für die im Einschubbild angegebenen Phasen- und Amplitudenmodulationsfunktionen.

Einschubbild:

Phasenmodulationsfunktion $\psi(\omega t)$, siehe durchgezogene Linie, Amplitudenmodulationsfunktion $g(\omega t)$, siehe gestrichelte Linie

oder zusätzliche Benutzung eines Einseitenbandempfängers gelingt es zwar, die Eigenschaften des Systems weiter zu verbessern, für den Einsatz im Mikrowellenbereich erscheint es jedoch auf Grund der dort vorhandenen stark nichtlinearen Phasenmodulatoren nicht ausreichend geeignet. Für den optischen Frequenzbereich dagegen wurde es mit Erfolg benutzt [31, 32, 33].

3.3 Homodyne Netzwerkanalyse mit Frequenzmodulation und Verzögerungsleitung^{*}

Das im folgenden kurz erläuterte homodyne Netzwerkanalyseverfahren mit Frequenzmodulation und Verzögerungsleitung stellt eine

^{*}) Das Kapitel 3.3 kann übersprungen werden, ohne daß die Verständlichkeit leidet.

Variante des in Kapitel 3.2 beschriebenen Verfahrens mit Phasenmodulation dar. Anstelle der Phasenmodulation wie in Bild 3.3 skizziert wird die Mikrowellenquelle in der Frequenz moduliert. Zusätzlich wird das Meßsystem um eine Verzögerungsleitung erweitert (siehe Bild 3.6), die das frequenzmodulierte Mikrowellensig-

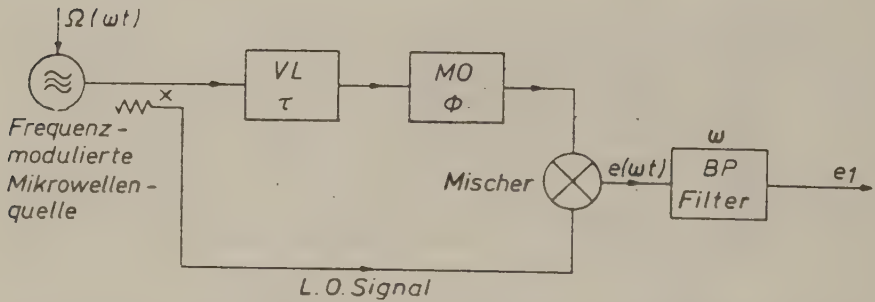


Bild 3.6: Schema eines homodynen Netzwerkanalysators mit Frequenzmodulation

nal um die Zeit τ verzögert. Dies läßt sich z.B. einfach durch eine Koaxialleitung realisieren. Die Momentanfrequenz $\Omega(t)$ des Ausgangssignals $f_1(t)$ der Mikrowellenquelle ist durch Gl. (3.17) gegeben. Dabei stellt Ω_0 die Mittenfrequenz dar, und $\tilde{\Omega}(t)$ beschreibt die in ω periodische Frequenzmodulation der Quelle.

$$\Omega(t) = \Omega_0 + \tilde{\Omega}(t) \quad (3.17)$$

Das frequenzmodulierte Mikrowellensignal $f_1(t)$ läßt sich in normierter Darstellung durch die Gl. (3.18) beschreiben.

$$f_1(t) = \cos \left[\Omega_0 t + \int_0^t \tilde{\Omega}(\zeta) d\zeta \right] \quad (3.18)$$

Ein Teil dieses Signals gelangt über einen Richtkoppler direkt zu dem in Bild 3.6 skizzierten Mischer und stellt das Lokaloszillatorsignal (L.O.-Signal) dar. Der andere Teil wird um die Zeit τ verzögert und durch das Meßobjekt um den Phasenwinkel ϕ verschoben. Man erhält damit ein Mikrowellensignal $f_2(t)$ am zweiten Eingang des Mixers, das in normierter Form durch Gl. (3.19) beschrieben wird.

$$f_2(t) = \cos [\Omega_0 t - \Omega_0 \tau + \int_0^{t-\tau} \tilde{\Omega}(\zeta) d\zeta + \phi] \quad (3.19)$$

$$\Rightarrow f_2(t) = \cos [\Omega_0 t + \int_0^t \tilde{\Omega}(\zeta - \tau) d\zeta - \Omega_0 \tau + \phi], \text{ wenn } \tilde{\Omega}(\zeta) = 0 \text{ für } \zeta < 0$$

Dieses wird mit dem L.O.-Signal gemischt und ergibt ein ZF-Signal $e(\omega t)$ am Ausgang des Mischers.

$$e(\omega t) = \cos \left\{ \int_0^t [\tilde{\Omega}(\zeta) - \tilde{\Omega}(\zeta - \tau)] d\zeta + \Omega_0 \tau - \phi \right\} \quad (3.20)$$

Mit der Abkürzung

$$\psi(\omega t) = \int_0^t [\tilde{\Omega}(\zeta) - \tilde{\Omega}(\zeta - \tau)] d\zeta \quad (3.21)$$

läßt sich das ZF-Ausgangssignal des Mischers wie folgt schreiben:

$$e(\omega t) = \cos [\psi(\omega t) + \Omega_0 \tau - \phi] \quad (3.22)$$

Ein Vergleich dieses ZF-Signals mit dem in Gl. (3.1) angegebenen ZF-Signal, das mit Hilfe einer Phasenmodulation erhalten wurde, zeigt die große Ähnlichkeit beider Signale. Die in Gl. (3.22) zusätzlich auftretende frequenzabhängige Phasenverschiebung $\Omega_0 \tau$, läßt sich mit Hilfe eines weiteren Mischers vor dem Meßobjekt leicht bestimmen und eliminieren. Bei geeigneter Wahl der Frequenzmodulationsfunktion $\tilde{\Omega}(t)$ erhält man somit, unter Beachtung der in Kapitel 3.2 für den Fall einer Phasenmodulation hergeleiteten Symmetriebedingungen, aus dem Grundswingungsanteil des ZF-Signals die Phase ϕ des Meßobjektes.

Eine Vereinfachung der Beschreibung ergibt sich unter der Voraussetzung, daß die Verzögerungszeit klein gegen die Periodenlänge der Modulationsfrequenz ist, d.h. $\tau \ll \frac{1}{\omega}$. Diese Bedingung läßt

sich in der Praxis leicht erfüllen und somit vereinfacht sich Gl. (3.21) zu:

$$\psi(\omega t) = \tau \cdot \tilde{\Omega}(t) \quad (3.23)$$

In diesem Fall ergibt sich eine Phasenmodulation des ZF-Signals, die die gleiche Form hat wie die ansteuernde Frequenzmodulationsfunktion. Hierbei gelten deshalb genau die gleichen Symmetriebedingungen für die Ansteuerfunktion wie in dem Fall der Phasenmodulation (vgl. Kap. 3.2).

Nahezu sägezahnförmige Modulationsfunktionen (wie in Bild 3.4 skizziert) sind jedoch auf Grund der geringen Modulationsbandbreite der verfügbaren Mikrowellenquellen häufig nicht realisierbar. Besonders vorteilhaft benutzt man deshalb eine sinusförmige Modulationsfunktion, da sie nur eine geringe Bandbreite benötigt. Dabei handelt es sich jedoch um eine der Kurvenformen, die sogenannte triviale Lösungen ergeben (siehe Kap. 3.2). Das bedeutet, daß bei Unterdrückung des äquivalenten Spiegelseitenbandes auch das Nutzseitenband verschwindet und eine Phasenmessung nicht möglich ist. Diese Schwierigkeit läßt sich durch Verwendung einer zusätzlichen, geeigneten Amplitudenmodulation vermeiden (vgl. Gl. 3.16). Da die Amplitudenmodulation auch im Zwischenfrequenzbereich durchgeführt werden darf, läßt sie sich leicht realisieren. Praktisch getestet wurde eine rechteckförmige Amplitudenmodulation $g(\omega t)$ mit einem Modulationsgrad von 100 % und einem Tastverhältnis von 50 %.

$$g(\omega t) = \begin{cases} 1, & \text{für } -\pi < \omega t < 0 \\ 0, & \text{für } 0 < \omega t < \pi \end{cases} \quad (3.24)$$

Durch die Amplitudenmodulation wird bei Verwendung einer cosinusförmigen Frequenzmodulation der Anteil fallender Phase ausgeblendet und man erhält bei geeigneter Wahl des Hubes der Frequenzmodulation (vgl. Gl. 3.16) ein ZF-Signal, dessen Grundschwingungsanteil die Phase ϕ des Meßobjektes in linearer Form enthält [42].

Dazu muß die Bedingungsgleichung (3.16) erfüllt werden. Mit $\tilde{\Omega}(t) = \Delta\omega \cdot \cos(\omega t)$ ergibt sich mit den Gln. (3.23 + 3.24) die folgende Beziehung:

$$\int_0^{\pi} \cos [\omega t + \tau \cdot \Delta\omega \cdot \cos(\omega t)] d\omega t = 0 \quad (3.25)$$

(Bei der Umformung ist benutzt worden, daß der Cosinus eine gerade-Funktion darstellt.) Aus dieser Bedingungsgleichung läßt sich numerisch oder durch Einführung der Besselfunktionen auch analytisch ein geeigneter Frequenzhub bestimmen, für den ein linearer Zusammenhang zwischen der Phase des Meßobjektes und der Phase der Grundschwingung des ZF-Signals besteht. Es existieren mehrere Lösungen für Gl. (3.25), unter anderem erhält man Lösungen für $\tau \cdot \Delta\omega \approx 1,19; 3,64; 4,19$ etc. Aus diesen Zahlenwerten ergibt sich bei einer realisierten Verzögerungszeit von $\tau = 30$ ns ein notwendiger Frequenzhub der Frequenzmodulation in der Größenordnung von 10 MHz. Dieser Hub kann für viele Anwendungen zu hoch sein, insbesondere wenn schmalbandige Meßobjekte wie Resonatoren oder Filter vermessen werden sollen. Auf der anderen Seite erbringt eine Realisierung größerer Verzögerungszeiten Schwierigkeiten auf Grund der dann auftretenden höheren Kabeldämpfung.

Die für den Fall kleiner Modulationsfrequenzen ($\omega \ll \frac{1}{\tau}$) aus der Bedingungsgleichung (3.16) hergeleitete Beziehung (3.25) läßt sich ebenso allgemein gültig für beliebige Modulationsfrequenzen angeben. Dazu führt man die Gln. (3.21 + 3.24) in Gl. (3.16) ein und erhält allgemein:

$$\int_0^{\pi} \cos \left\{ \omega t + \int_0^t [\tilde{\Omega}(\zeta) - \tilde{\Omega}(\zeta - \tau)] d\zeta \right\} d\omega t = 0 \quad (3.26)$$

Mit $\tilde{\Omega}(t) = \Delta\omega \cdot \cos(\omega t)$ läßt sich diese Beziehung vereinfachen zu:

$$\int_0^{\pi} \cos \left\{ \omega t + \beta \cdot \cos \left(\omega t - \frac{\omega \tau}{2} \right) \right\} d\omega t = 0 \quad (3.27)$$

Dabei stellt der Modulationsindex β eine Abkürzung dar.

$$\beta = 2 \frac{\Delta\omega}{\omega} \sin\left(\omega \frac{\tau}{2}\right) \quad (3.28)$$

Wie man sieht, erhält man für kleine Modulationsfrequenzen ($\omega\tau \ll 1$), die bereits betrachtete Näherungslösung $\beta = \tau \cdot \Delta\omega$. Durch Wahl hoher Modulationsfrequenzen ließe sich der Sinusterm in Gl. (3.28) näherungsweise zu eins einstellen. So erhielte man Lösungen auch für etwas kleinere Frequenzhube, würde dann jedoch Modulationsfrequenzen benötigen, die für viele Anwendungen zu hoch wären (ca. 1 MHz). Neben diesen Nachteilen des Netzwerkanalyseverfahrens mit Frequenzmodulation und Verzögerungsleitung und den bereits in Kap. 3.2 für den Fall einer Phasenmodulation beschriebenen Nachteilen dieses Verfahrens ergeben sich weitere praktische Schwierigkeiten durch die Durchführung einer Frequenzmodulation der Mikrowellenquelle. Dieses bewirkt nämlich im allgemeinen zusätzlich eine parasitäre Amplitudenmodulation des Ausgangssignals der Quelle und damit eine störende Amplitudenmodulation des Lokaloszillatorsignals. Bei Verwendung eines balancierten Mischers wird die Amplitudenmodulation zwar teilweise unterdrückt, es ergibt sich jedoch ein endliches Störsignal im ZF-Bereich, dessen Phase nicht mit der Phase des Meßobjektes verknüpft ist. Durch diesen Störeffekt können insbesondere bei kleinen Signalpegeln Meßfehler hervorgerufen werden. Eine Unterdrückung dieser Meßfehler ist durch Verwendung einer zusätzlichen Hilfsmodulation möglich [29,42]. Experimentelle Untersuchungen ergaben Fehler der Phasenmessung von $\pm 1^\circ$. Dieses gute Ergebnis zeigt die Brauchbarkeit des erläuterten Netzwerkanalyseverfahrens für genaue Phasenmessungen bei festen Mikrowellenfrequenzen oder innerhalb eines schmalen Frequenzbereichs. Für breitbandige Messungen ist es jedoch weniger gut geeignet, da die Meßgenauigkeit von einer optimalen Einstellung des Frequenzhubes abhängt.

3.4 Homodyne Netzwerkanalyse durch Phasenabtastung

Aufbauend auf dem in Kapitel 3.2 erläuterten homodynen Netzwerkanalyseverfahren mit Phasenmodulation soll ein neues Verfahren

entwickelt werden, das eine genaue Phasenmessung unabhängig von dem Wert des Phasenhubs $\Delta\psi$ der Phasenmodulationsfunktion erlaubt. Damit soll die Konstruktion eines einfachen und breitbandigen homodyn Netzwerkanalysators für den Mikrowellenbereich ermöglicht werden. Weiterhin wird angestrebt, nicht nur ungerade sondern beliebige Formen der Phasenmodulationsfunktion zuzulassen, um so die Verwendung beliebiger Mikrowellen-Phasenmodulatoren, auch mit nichtlinearen Modulationskennlinien, zu erlauben. (Im Fall des in Kap. 3.3 beschriebenen Netzwerkanalyseverfahrens mit Frequenzmodulation und Verzögerungsleitung bedeutet dies, daß beliebige Frequenzmodulationsfunktionen der Mikrowellenquelle zugelassen werden dürfen.)

Dazu wurde ein Netzwerkanalyseverfahren entwickelt, bei dem im Gegensatz zu bisher bekannten Verfahren nicht versucht wird, ein monofrequentes ZF-Signal zu erhalten, dessen Phase und Amplitude proportional zu den entsprechenden Werten des Mikrowellensignals ist. Vielmehr wird die Phasen- und Amplitudeninformation auf rechnerischem Weg aus dem ungefilterten, multifrequenten ZF-Signal extrahiert. Das Grundschemata des Mikrowellenteils dieses Netzwerkanalysators zeigt Bild 3.7. Das Ausgangssignal der Mi-

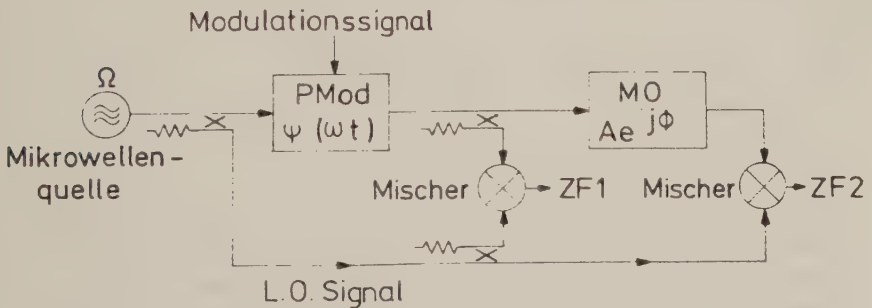


Bild 3.7: Mikrowellenteil des Netzwerkanalysators

krowellenquelle wird aufgespalten in den Lokaloszillatorkanal und den Informationskanal. Im Informationskanal wird es mit einem beliebigen Modulationssignal in der Phase moduliert. Ein Teil des phasenmodulierten Mikrowellensignals wird im ersten

Mischer mit dem Lokalszillatorsignal gemischt. Als Ausgangssignal des Mixers erhält man ein erstes Zwischenfrequenzsignal I_1 .

$$I_1(\omega t) = k \cdot \cos [\psi(\omega t)] \quad (3.29)$$

Der Faktor k ist eine Proportionalitätskonstante. Der andere Teil des phasenmodulierten Mikrowellensignals durchläuft das Meßobjekt (MO), welches durch seine Übertragungsfunktion $Ae^{j\phi}$ gekennzeichnet ist. Das Mikrowellensignal am Ausgang des Meßobjektes enthält dessen Phasen- und Amplitudeninformation. Durch Mischung dieses Mikrowellensignals mit dem Lokalszillatorsignal erhält man ein zweites Zwischenfrequenzsignal I_2 am Ausgang des zweiten Mixers.

$$I_2(\omega t) = k \cdot A \cdot \cos [\psi(\omega t) + \phi] \quad (3.30)$$

Im allgemeinen Fall, für beliebige Phasenmodulationsfunktionen, gibt es keine lineare Abhängigkeit zwischen der Phase des bandpaßgefilterten ZF-Ausgangssignals des zweiten Mixers und der Phase ϕ des Meßobjektes. Dennoch läßt sich die Phase ϕ aus den beiden ungefilterten ZF-Ausgangssignalen bestimmen. Dazu muß man die Arkuscosinusfunktionen der beiden normierten ZF-Ausgangssignale bilden und diese voneinander subtrahieren.

$$\begin{aligned} \arccos \frac{I_2(\omega t)}{k \cdot A} - \arccos \frac{I_1(\omega t)}{k} &= \\ &= \psi(\omega t) + \phi - \psi(\omega t) = \phi \end{aligned} \quad (3.31)$$

Wie man sieht, ist die Bestimmung der Phase ϕ unabhängig von der Phasenmodulationsfunktion $\psi(\omega t)$, da sich dieser Term auf Grund der Differenzbildung weghebt. Form und Größe der Phasenmodulationsfunktion gehen nicht in die Meßgenauigkeit ein. Es dürfen völlig beliebige Phasenmodulationen benutzt werden!

Im einzelnen läßt sich das Verfahren der Phasenbestimmung in zwei Stufen unterteilen. In der ersten Stufe müssen die beiden ZF-Ausgangssignale normiert werden. Dieses ist eine notwendige Bedingung für die zweite Stufe des Verfahrens, nämlich die Be-

stimmung der Argumente der beiden Cosinusfunktionen durch Berechnung des Arkuscosinus' der beiden normierten ZF-Signale. Die ZF-Signale müssen dazu so normiert werden, daß ihre Scheitelwerte betragsmäßig gleich eins werden. Man erreicht dies durch Detektion des positiven Scheitelwertes $\hat{I}_p$ und des negativen Scheitelwertes $\hat{I}_n$ für beide ZF-Signale und anschließende Normierung durch Ausführung von Gl. (3.32).

$$I(\omega t)_{\text{norm}} = \frac{2 \cdot I(\omega t) - (\hat{I}_p + \hat{I}_n)}{\hat{I}_p - \hat{I}_n} \quad (3.32)$$

Durch diese Normierung beseitigt man ebenfalls einen eventuell auftretenden störenden Gleichspannungsanteil der ZF-Signale hinter den Mischern. Bei der anschließend durchzuführenden Arkuscosinusbildung der beiden normierten ZF-Signale muß der endliche Eindeutigkeitsbereich der Arkuscosinusfunktion beachtet werden.

$$\psi = \begin{cases} \arccos [\cos(\psi)] & \text{für } 0 < \psi < 180^\circ \\ - \arccos [\cos(\psi)] & \text{für } 180^\circ < \psi < 360^\circ \end{cases} \quad (3.33)$$

Die in Gl. (3.33) angegebenen Zusammenhänge sollen an Hand von Bild 3.8 näher erläutert werden. Der Einfachheit halber ist eine lineare Phasenmodulationsfunktion angenommen. Die in Gl. (3.33) angegebenen zwei Bereiche der Phasenmodulationsfunktion können auf Grund des unterschiedlichen Vorzeichens der Steigung des dazugehörigen ZF-Signals unterschieden werden. Unter der Voraussetzung einer monoton ansteigenden Phasenmodulationsfunktion ist für den Bereich von 0° bis 180° des Arguments der Cosinusfunktion die Steigung des ZF-Signals nämlich negativ. Entsprechend ist sie positiv für den Bereich von 180° bis 360° . Damit reicht die Kenntnis eines einzigen Momentanwertes und des Vorzeichens der Steigung in diesem Punkt aus, um das Argument eines ZF-Signals zu bestimmen. Durch Subtraktion der beiden Argumente, nämlich ψ von $\psi + \phi$, erhält man die Phase ϕ des Meßobjektes.

Den Amplitudenkoeffizienten A des Meßobjektes erhält man einfach durch Division der Amplitudenhübe der beiden ZF-Ausgangssignale, wie durch Gl. (3.34) beschrieben.

$$A = \frac{\hat{i}_{p1} - \hat{i}_{n1}}{\hat{i}_{p2} - \hat{i}_{n2}} \quad (3.34)$$

Um die Normierung der beiden ZF-Signale fehlerfrei durchführen

zu können, muß man sicherstellen, daß sie während einer Periode mindestens einmal ihren positiven und negativen Scheitelwert wirklich annehmen. Man erreicht dieses sicher, wenn der Phasenhub der Phasenmodulationsfunktion mindestens 360° beträgt. Dieses ist neben der bereichsweisen Monotonie die einzige Bedingung, die die Phasenmodulation erfüllen muß. Die Form und der Phasenhub sind ansonsten völlig beliebig.

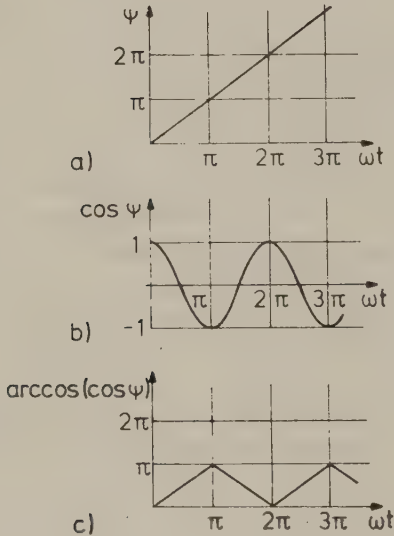


Bild 3.8: Zusammenhang zwischen der Phasenmodulationsfunktion ψ und $\arccos(\cos \psi)$. Der Einfachheit halber wurde eine lineare Phasenmodulationsfunktion $\psi = \omega t$ angenommen.
 a) zeigt die Phasenmodulationsfunktion ψ
 b) zeigt das entsprechende normierte ZF-Signal $\cos \psi$
 c) zeigt die Arkuscosinusfunktion des normierten ZF-Signals

Die numerische Simulation, bei der insbesondere das Auftreten von Ausreißern sowie die Fehlerempfindlichkeit des Verfahrens getestet wurde, erbrachte vielversprechende Ergebnisse. Zusätzlich konnten

wertvolle Erkenntnisse bezüglich einer optimalen Auswertung der ZF-Signale gewonnen werden. So empfiehlt es sich, zur Arkuscosinusbildung nur solche Werte der normierten ZF-Signale zuzulassen, deren Betrag nicht zu dicht bei eins liegt. Durch diese Maßnahme verhindert man eine ungünstige Fortpflanzung von Meßfehlern, die auf Grund der großen Steilheit der Arkuscosinusfunktion im Bereich von ± 1 auftreten würde. Auch erste experimentelle Überprüfungen des Verfahrens im Mikrowellenbereich [30], bei denen

ein Reggia-Spencer-Phasenmodulator [34] eingesetzt wurde, ergaben sehr gute Ergebnisse. Die Meßgenauigkeit war besser als $\pm 1^\circ$.

3.5 Realisierung eines homodynen Netzwerkanalysators

Daraufhin wurde mit der Konstruktion und dem Aufbau eines praktisch einsetzbaren Netzwerkanalysators begonnen [35]. Der Mikrowellenteil des entwickelten Netzwerkanalysators ist bereits in Bild 3.7 skizziert. Die ZF-Ausgangssignale der beiden balancierten Mischer sind in den Gln. (3.29 + 3.30) angegeben. Diese ZF-Signale werden durch eine Mikrorechner-gesteuerte, elektronische Signalauswertungseinheit verarbeitet (siehe Bild 3.9). Die Normierung der Signale wird durch eine analoge elektronische Schal-

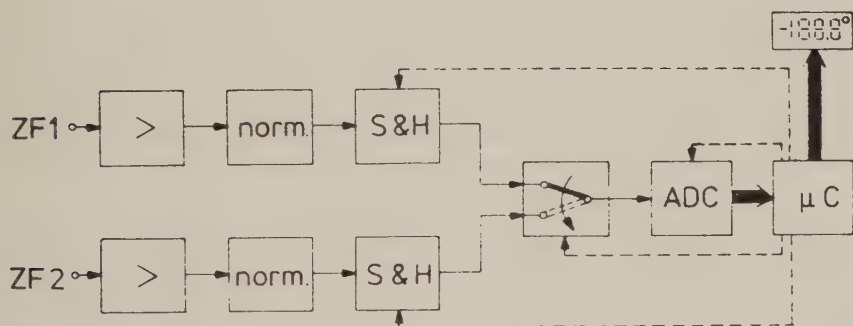


Bild 3.9: Elektronische Signalauswertungseinheit

tung erreicht, die die positiven und die negativen Scheitelwerte, $\hat{I}_p$ bzw. $\hat{I}_n$, der beiden ZF-Signale während einer Periode detektiert (siehe Bild 3.10). Mit Hilfe eines summierenden und eines subtrahierenden Verstärkers wird aus diesen Werten die Gleichspannungsverschiebung und der Spannungshub eines ZF-Signals während einer Periode bestimmt. Diese Daten werden analog gespeichert und die anschließende Periode jeder der beiden ZF-Signale wird durch elektronische Ausführung der Gl. (3.32) normiert. Dazu wird ein weiterer Subtrahierverstärker und ein Dividierer benutzt, wie man Bild 3.10 entnehmen kann. Nach erfolgter Normierung beider ZF-Signale werden mit Hilfe von zwei Abtast-Halte-

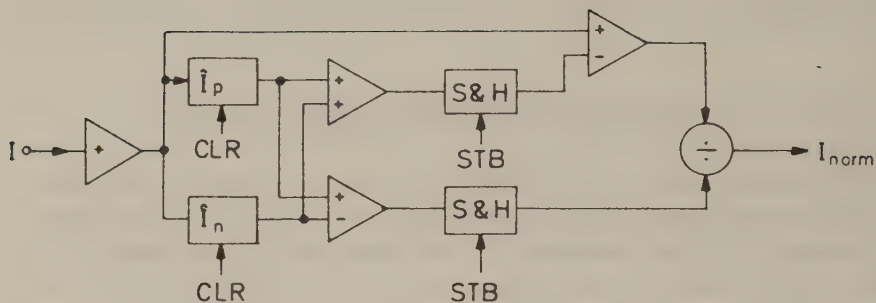


Bild 3.10: Normierungsschaltung (CLR und STB sind Steuersignale)

gliedern (S&H in Bild 3.9) zur gleichen Zeit Abtastwerte von beiden normierten ZF-Signalen entnommen und analog gespeichert. Diese beiden Abtastwerte werden anschließend nacheinander durch einen Analog-Digitalwandler digitalisiert (ADC in Bild 3.9) und von einem Mikrorechner zur Weiterverarbeitung übernommen. Der 8 Bit-Mikrorechner (INTEL 8085A) bestimmt mit Hilfe von zwei Paaren von Abtastwerten, die in kurzer Zeit nacheinander von den ZF-Signalen entnommen werden, das Vorzeichen der Steigung beider ZF-Signale. Anschließend bildet er die Arkuscosinusfunktion mit Hilfe einer in einem Festwertspeicher (ROM INTEL 2716) abgespeicherten Tabelle unter Berücksichtigung von Gl. (3.33). Damit sind die Argumente der in den Gln. (3.29 + 3.30) angegebenen ZF-Signale bestimmt. Die Phase φ des Meßobjektes ergibt sich durch Subtraktion der beiden Argumente. Sie wird angezeigt und mit Hilfe eines Digital-Analogwandlers als analoge Spannung ausgegeben.

Nähere technische Einzelheiten über den entwickelten homodynen Netzwerkanalysator mit Phasenabtastung sowie ein Protokoll des entwickelten Maschinenprogramms können dem Anhang entnommen werden.

3.6 Experimentelle Ergebnisse

Das Bild 3.11a zeigt den Signalverlauf von experimentell erhaltenen ZF-Signalen. Die Phase des Meßobjektes wurde in diesem Beispiel zu 90° gewählt. Wie man sieht, sind beide ZF-Signale

nicht sinusförmig, da die entsprechenden Phasenmodulationsfunktionen nicht linear sind (siehe Bild 3.11b). Der Phasenhub der Phasenmodulationsfunktionen beträgt etwa 500° . Er ist damit größer als der, für eine einwandfreie Normierung notwendige, minimale Phasenhub von 360° . Folglich erreichen beide ZF-Signale mindestens einmal ihren positiven und ihren negativen Scheitelwert (siehe Bild 3.11a).

Auf Grund des Verlaufs der Arkuscosinusfunktion ergibt sich für Argumente, die betragsmäßig dicht bei eins liegen, eine starke Vermehrung von Meßfehlern. Deshalb läßt der Mikrorechner Abtastwerte, deren Betrag größer als 0,875 ist, nicht für eine Weiterverarbeitung zu. Durch diese Maßnahme werden auch Meßfehler reduziert, die durch

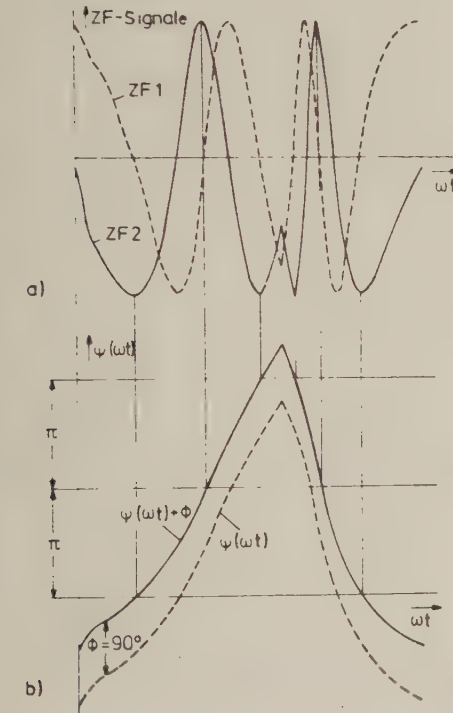
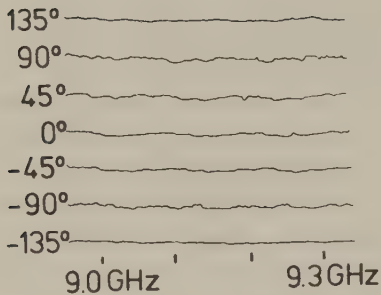


Bild 3.11:

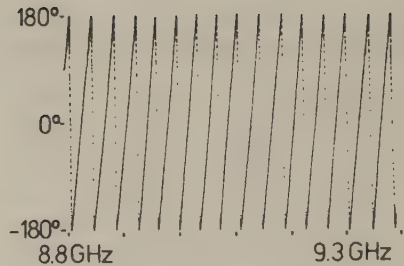
- Eine Periode beider ZF-Signale
 $I_1 \cdot \cos[\psi(\omega t)]$, siehe gestrichelte Linie
 $I_2 \cdot \cos[\psi(\omega t) + \phi]$, siehe durchgezogene Linie
 Die Phase des Meßobjektes beträgt $\phi = 90^\circ$
- Eine Periode der entsprechenden Phasenmodulationsfunktion
 $\psi(\omega t)$, siehe gestrichelte Linie
 $\psi(\omega t) + \phi$, siehe durchgezogene Linie

die Digitalisierung der ZF-Signale entstehen.

Das Bild 3.12 zeigt Meßergebnisse, die im Frequenzbereich von 8,8 GHz bis 9,4 GHz erhalten wurden. Die beschränkte Bandbreite



a)



b)

Bild 3.12: Meßergebnisse im Frequenzbereich 8,9 GHz bis 9,4 GHz.

a) Das Meßobjekt ist ein geeichter Phasenschieber

b) Das Meßobjekt ist eine Verzögerungsleitung (Länge = 8,30 m)

ergibt sich aus der verfügbaren Bandbreite des benutzten Phasenmodulators, der außerhalb dieses Frequenzbereiches eine starke parasitäre Amplitudenmodulation aufweist. Das Bild 3.12a zeigt experimentelle Ergebnisse, bei denen ein geeichter Phasenschieber (hp model X855A) als Meßobjekt eingesetzt wurde. Während die Mikrowellenquelle in ihrer Frequenz gewobbeln wird, berechnet der Mikrorechner in der erläuterten Weise die Phase des Meßobjektes. Da 4000 Phasenwerte pro Sekunde berechnet werden, sind hohe Wobbelgeschwindigkeiten zulässig. Die berechneten Phasenwerte werden in eine Analogspannung umgeformt und sie sind in Bild 3.12a als Funktion der Frequenz aufgetragen. Die Phase des geeichten Phasenschiebers wurde in Schritten von 45° verändert. Der beobachtete Meßfehler beträgt etwa $\pm 2^\circ$. Man erkennt maximale Phasenfehler bei einer Phase des Meßobjektes von etwa $\phi = \pm 90^\circ$. Dieser Effekt entspricht den Ergebnissen einer durchgeführten Fehleranalyse [35]. Der leichte Abfall der Kurven in Bild 3.12a wird durch etwas unterschiedliche Längen des Lokaloszillatorkanals und des Informationskanals (siehe Bild 3.7) hervorgerufen. In Bild 3.12b sind Meßergebnisse aufgetragen, bei denen eine koaxiale Verzögerungsleitung als Meßobjekt benutzt wurde. Die elektrische Länge der Leitung betrug 8,30 m. Auf Grund der starken Abhängigkeit der Phase einer Verzögerungsleitung von der Frequenz ergibt sich der skizzierte sägezahnförmige Phasenverlauf.

Erste experimentelle Ergebnisse im Millimeterwellenbereich wurden mit Hilfe einer Rückwärtswellenröhre (Varian VA-164Y) als Millimeterwellenquelle erreicht. Der hochfrequente Teil des Millimeterwellen-Netzwerkanalysators entspricht dem in Bild 3.7 skizzierten Aufbau. Anstelle der balancierten Mischer wurden jedoch Detektoren (hp R422A) in Verbindung mit Richtkopplern benutzt. Die Phase eines als Meßobjekt eingesetzten geeichten Phasenschiebers (Hitachi R4610) wird zur Messung in Schritten von 10° verändert. Die ZF-Signale an den Ausgängen der beiden Detektoren werden mit derselben Mikrorechner-gesteuerten elektronischen Signalauswertungseinheit (siehe Bild 3.9) weiterverarbeitet, die auch für die Messungen um 9 GHz benutzt wurde. Das Bild 3.13 zeigt Meßergebnisse, die bei einer Frequenz von 36 GHz auf-

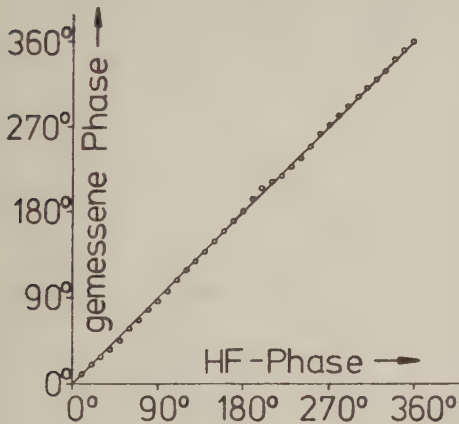


Bild 3.13: Meßergebnisse bei einer Frequenz von 36 GHz

genommen wurden. Der beobachtete Meßfehler war kleiner als $\pm 4^\circ$. Die Meßgenauigkeit ist eng verknüpft mit der Qualität des benutzten Phasenmodulators [36]. Dabei beeinträchtigt Kurvenform und Hub der verwendeten Phasenmodulationsfunktion auf Grund des Auswerteverfahrens nicht die Genauigkeit der Messung; jedoch führt eine parasitäre Amplitudenmodulation des Phasenmodulators zu störenden Meßfehlern. Insbesondere ist dann eine fehlerfreie Normierung der ZF-Signale nicht möglich. Die parasitäre Amplitu-

denmodulation läßt sich reduzieren durch Verminderung der Dämpfung des Phasenmodulators sowie durch den Einsatz einer Regelschleife für die Amplitude des Mikrowellensignals hinter dem Phasenmodulator. Auch die Detektion der Amplitudenschwankungen und eine anschließende rechnerische Korrektur durch die Auswerteeinheit ist denkbar.

Das entwickelte und realisierte homodyne Netzwerkanalyseverfahren [37, 38] eignet sich für einen praktischen Einsatz im gesam-

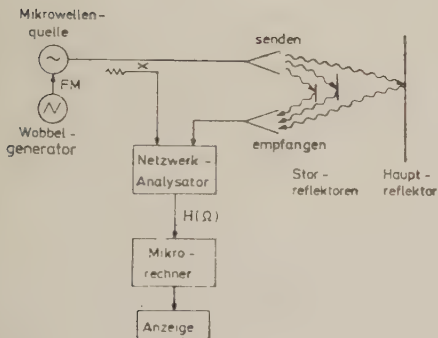
ten Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich. Nur der in Bild 3.7 skizzierte, hochfrequente Teil des Netzwerkanalysators muß für den gewünschten Frequenzbereich aufgebaut werden. Er besteht aus nur einer Wobbelquelle, zwei Mischern, drei Richtkopplern und einem Phasenmodulator. Auf Grund des homodynen Netzwerkanalyseverfahrens ist die Stabilität der ZF-Signale nahezu unabhängig von der Stabilität der verwendeten Wobbelquelle. An diese müssen nur geringe Anforderungen bezüglich ihrer Rauscheigenschaften und ihrer Amplituden- und Frequenzstabilität gestellt werden. Die Modulationskennlinie des Phasenmodulators muß bereichsweise monoton sein und ist ansonsten völlig beliebig, sie darf nicht-linear sein und sie darf sich mit der Frequenz ändern. Für sämtliche gewünschten Frequenzbänder kann dieselbe Signalauswerteeinheit benutzt werden. Dieses homodyne Netzwerkanalyseverfahren ist auf Grund seiner Einfachheit, Robustheit, Genauigkeit und Zuverlässigkeit für den praktischen Einsatz auch als Subsystem eines Entfernungsmessers geeignet.

4. EIN MIKROWELLEN-ENTFERNUNGSMESSER MIT STÖRSIGNALREDUKTION

Basierend auf dem im dritten Kapitel entwickelten Netzwerkanalysator wird in diesem Kapitel der Aufbau eines Mikrowellen-Entfernungsmessers beschrieben. Zur Reduktion von Störsignalen wird das im zweiten Kapitel beschriebene Verfahren zur räumlichen Filterung eingesetzt. Unterschiedliche mögliche Realisierungsformen des räumlichen Filterungsverfahrens werden vorgestellt und experimentell getestet.

4.1 Grundaufbau

Das Bild 4.1 zeigt den schematischen Grundaufbau des Mikrowellen-Entfernungsmessers. Das Ausgangssignal der gewobbelten Mikrowellenquelle wird zu einem Teil



über die Sendeantenne abgestrahlt und an einem oder mehreren Objekten reflektiert. Das reflektierte Signal wird durch die Empfangsantenne aufgefangen und in einem Netzwerkanalysator mit dem Sendesignal verglichen. Die durch den Netzwerkanalysator ermittelte Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke wird in einem Mikrorechner ausgewertet und die Entfernung des Hauptreflektors wird bestimmt. Die ermittelte Entfernung wird angezeigt.

Bild 4.1: Grundscha des Entfernungsmessers

Ein Blockschaaltbild des Mikrowellenteils des Entfernungsmessers ist in Bild 4.2 skizziert. Ein Vergleich mit dem in Bild 3.7 dargestellten Mikrowellenteil des erstellten Netzwerkanalysators zeigt die große Ähnlichkeit beider Schaltungen. Im Fall des Entfernungsmessers stellt die Freiraumstrecke zwischen Sende- und Empfangsantenne das Meßobjekt dar. Die Phasen- und Amplitudeninformation der Entfernungsmeßstrecke wird aus den beiden ZF-

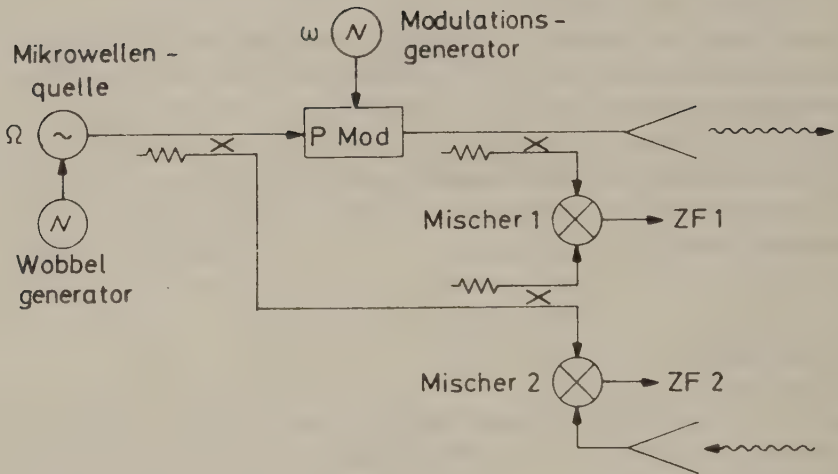


Bild 4.2: Blockschaltbild des Entfernungsmessers

Signalen mit Hilfe der im dritten Kapitel beschriebenen Mikrorechner-gesteuerten elektronischen Signalauswertungseinheit (siehe Bild 3.9) als Funktion der Frequenz bestimmt. Eine Aufsummierung der während eines Wobbelvorgangs auftretenden Phasenänderung der Übertragungsfunktion der Entfernungsmößstrecke ergibt, wie in Kap. 2.1.3 beschrieben, ein Maß für die Entfernung des Reflektors. Diese Aufsummierung der Phasenänderung kann nach einer Erweiterung des Maschinenprogramms durch denselben Mikrorechner geschehen, der auch für die Netzwerkanalyse benutzt wird. Nach Beendigung eines Wobbelvorganges berechnet der Mikrorechner unter Berücksichtigung des benutzten Wobbelhubes die Entfernung des Reflektors. Diese wird auf derselben Anzeige dargestellt, die im Falle der Netzwerkanalyse zur Ausgabe der Phaseninformation gedient hat. So kann dasselbe Gerät durch einfaches Austauschen eines Festwertspeichers (EPROM INTEL 2716), der das jeweils benötigte Programm enthält, einerseits als Netzwerkanalysator oder andererseits als Entfernungsmesser betrieben werden.

4.2 Digitale Version der räumlichen Filterung

Eine Reduktion von Störsignalen läßt sich mit Hilfe des in Kap. 2.2 beschriebenen räumlichen Filterungsverfahrens erreichen. Das Mikrorechnerprogramm wird dazu um die in Gl. (2.16) angegebene Faltungsoperation erweitert. Anstelle des direkt erhaltenen Phasenhubes wird dann der Phasenhub der modifizierten Übertragungsfunktion als Maß für die Entfernung des Hauptreflektors benutzt. Auf diese Weise lassen sich beliebige räumliche Filterungseigenschaften durch geeignete Wahl des digitalen Rechenprogramms des Mikrorechners erreichen. Dabei tritt jedoch der praktische Nachteil auf, daß die Durchführung dieser komplexen Rechenoperationen mit Hilfe eines einfachen Mikrorechners (z.B. INTEL 8085 A) und ohne spezielle Rechenbausteine, einige Minuten Rechenzeit verbraucht. Da dieser Zeitaufwand für viele praktische Anwendungen zu hoch ist, wurde auf eine digitale Realisierung beliebiger räumlicher Filtercharakteristiken verzichtet.

In Kap. 2.2 wurde bereits auf einige Vorteile von sinusförmigen räumlichen Filtern hingewiesen. Da nur eine einfache vektorielle Differenzbildung von benachbarten Werten der Übertragungsfunktion durchzuführen ist, läßt sich diese Form einer räumlichen Filterung auch mit einem Mikrorechner relativ schnell durchführen.

Zur Berechnung der vektoriellen Differenz zweier komplexer Werte der gemessenen Übertragungsfunktion benötigt das entwickelte Mikrorechnerprogramm etwa 1,5 ms. Ein Protokoll dieses Programms befindet sich im Anhang. Die durch denselben Mikrorechner durchgeführte Netzwerkanalyse benötigt für einen Meßwert 250 μ s. Um Diskretisierungsfehler zu reduzieren, werden jeweils vier Meßwerte gemittelt. Es ergibt sich eine Gesamtrechenzeit für die Messung der Übertragungsfunktion, die Mittelwertbildung von vier Meßwerten und die Berechnung der vektoriellen Differenz von etwa 2,5 ms pro Frequenzstützpunkt. Damit können in jeder Sekunde 400 (gemittelte) Meßwerte durch den Mikrorechner verarbeitet werden. Der Mikrorechner kann auch partiell rücklaufende Frequenzen während des Wobbelvorgangs sicher erkennen, wenn die Phasenänderung der Übertragungsfunktion zwischen zwei Frequenzstützpunkten niemals mehr als 90° beträgt. Bei einem gewählten

Frequenzhub des Wobbelvorgangs von etwa 300 MHz beträgt der maximal auftretende Phasenhub $\Delta\phi_{\max}$ bei einer Entfernung des Hauptreflektors von $l_{\max} = 20$ m nach Gl. (2.15):

$\Delta\phi_{\max} = \Delta\Omega \cdot 2 \cdot l_{\max} / c \approx 160 \cdot 90^\circ$. Um auch bei nichtlinearer Form des Wobbelvorgangs zu garantieren, daß die Phasenänderung zwischen zwei Frequenzstützpunkten niemals größer als 90° ist, sollte deshalb der Wobbelvorgang etwa eine Sekunde dauern. Wird wesentlich schneller gewobbelt, so ist die Verfolgung der Phasenänderung nicht mehr fehlerfrei möglich. Es treten 360° -Sprünge auf, die zu großen Entfernungsmeßfehlern führen.

Eine Vereinfachung des Mikrorechnerprogramms und damit auch eine Verringerung der gesamten Rechenzeit ergibt sich durch eine geeignete zahlenmäßige Wahl des Frequenzhubes. Wie bereits erwähnt wurde, wird nach Beendigung eines Wobbelvorgangs die Entfernung l_i eines Reflektors über Gl. (2.15) aus dem gemessenen Phasenhub berechnet. Einsetzen von Gl. (2.15) in Gl. (2.2) ergibt:

$$l_i = \frac{c}{2\Delta\Omega} \cdot \Delta\phi \quad (4.1)$$

Der Phasenhub wird innerhalb des Mikrorechners als eine 16-bit Dualzahl dargestellt, wobei das Bit 8 die Wertigkeit " 360° " besitzt. Das Bit 0, als das niederwertigste Bit, hat damit die Wertigkeit $360^\circ \cdot 2^{-8} = 1,40625^\circ$. Um zu erreichen, daß der so codierte Phasenhub direkt der Entfernung in Millimetern entspricht, muß der Frequenzhub (für $c = 3 \cdot 10^8$ m/s) genau 585,9375 MHz betragen. Um den bei bewegten Meßobjekten auftretenden Dopplereffekt zu eliminieren [4], wird der Phasenhub aus der Differenz der während der dreieckförmigen Auf- und Abwobbelung erhaltenen Phasenhübe bestimmt. Aus diesem Grund beträgt der Frequenzhub des aufgebauten Entfernungsmessers genau die Hälfte des oben angegebenen Wertes. Eine präzise Einhaltung dieses Wertes läßt sich durch eine besondere Schaltung zur Hubstabilisierung erreichen. Dabei wird ein Teil des Ausgangssignals der Mikrowellenquelle (vgl. Bild 4.2), nach Mischung mit einem weiteren Mikrowellensignal konstanter Frequenz, mit einem Quarz-stabilisierten Referenzsignal verglichen. Man erhält so ein Regelsignal, mit dem die Stabilisierung des Frequenzhubes des Wobbelvorgangs

erreicht wird [39]. Nachteilig ist, daß dieses Verfahren einen relativ hohen technischen Aufwand erfordert, der insbesondere in der Verwendung einer weiteren Mikrowellenquelle besteht. Geigneter wäre es, das Mikrowellen-Ausgangssignal der Wobbelquelle auf elektronischem Weg direkt zu teilen und im Zwischenfrequenzbereich (einige MHz) mit einer Quarzreferenz zu vergleichen. Diese Möglichkeit scheitert daran, daß zur Zeit noch keine Frequenzteiler für 10 GHz zur Verfügung stehen. In [40] wird berichtet, daß bereits Teiler bis 10 GHz im Laborstadium erfolgreich erprobt wurden. Man darf daher erwarten, daß die Realisierung einer Hubstabilisierung ohne Mischoszillator in naher Zukunft möglich sein wird.

Durch sorgfältige Einstellung der zur Frequenzmodulation der Wobbelquelle benutzten Ansteuerspannung lassen sich auch ohne eine Stabilisierung des Frequenzhubes Genauigkeiten von etwa 10^{-3} erreichen. Umwelteinflüsse wie z.B. Temperaturschwankungen werden dann allerdings nicht ausgeregelt, so daß eine genaue Neueinstellung der Amplitude der Ansteuerspannung von Zeit zu Zeit notwendig ist. Vergleichende praktische Untersuchungen [39] eines Entfernungsmessers mit und ohne Hubstabilisierung ergaben für beide Fälle vergleichbar gute Ergebnisse. Für viele prakti-

sche Anwendungen kann aus diesen Gründen auf eine spezielle Hubstabilisierung verzichtet werden.

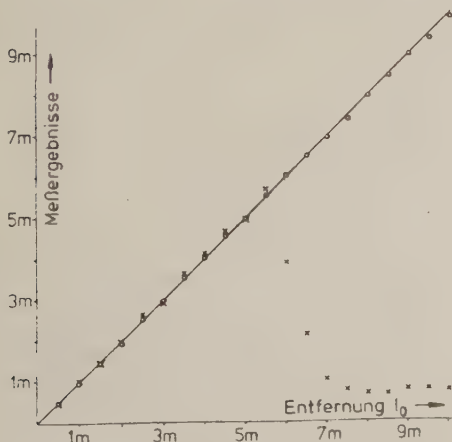


Bild 4.3: Meßergebnisse. Es befindet sich ein Störreflektor bei etwa 1 m. Ohne räumliche Filterung, siehe Kreuze. Mit sinusförmiger räumlicher Filterung, siehe Punkte.

Einige experimentelle Ergebnisse [41], die mit Hilfe des entwickelten Mikrowellen-Entfernungsmessers erzielt wurden, sind in Bild 4.3 dargestellt. Wie bei den in Bild 2.12 dargestellten Messungen wurde ein Störreflektor in einer Entfernung von etwa 1 m angebracht. Die in Bild 4.3 eingetragenen Kreuze symbolisieren Entfernungsmeß-

ergebnisse, die aus dem direkt erhaltenen Phasenhub - also ohne räumliche Filterung - ermittelt wurden. Diese Ergebnisse wurden bereits in Bild 2.12 gezeigt und dort ausführlich kommentiert. Man erkennt deutlich, wie die Messung durch den Einfluß des Störsignals beeinträchtigt wird. Im Gegensatz dazu symbolisieren die eingetragenen Punkte in Bild 4.3 solche Meßergebnisse, die aus dem nach vektorieller Differenzbildung erhaltenen Phasenhub - also mit sinusförmiger räumlicher Filterung - ermittelt wurden. An Hand von Bild 4.3 läßt sich ablesen, daß die Meßgenauigkeit durch das Filterverfahren wesentlich erhöht wird. Die Entfernung des Hauptreflektors wird selbst bei 10 m noch ermittelt, obwohl der Störpegel dort etwa 4 dB größer ist als der Nutzpegel.

4.3 Analoge Version der räumlichen Filterung

Ein Nachteil einer digital durchgeführten räumlichen Filterung ist der hohe Zeitaufwand, der insbesondere für komplizierte räumliche Filterungen benötigt wird. Eine Möglichkeit, auch für nahezu beliebige räumliche Filtercharakteristiken sehr schnell die Entfernung eines Reflektors zu bestimmen, besteht in der Verwendung eines analogen Modulationsverfahrens. Das Prinzip dieses Verfahrens zur räumlichen Filterung entspricht dem in [4, pp 331 - 339] beschriebenen Dopplerradar mit nahezu entfernungsunabhängiger Empfindlichkeitscharakteristik. Durch eine geeignete Modulation des Mikrowellensignals ist es möglich, auch für Entfernungsmessungen nahezu beliebige räumliche Filterungscharakteristiken zu realisieren. Das Prinzip dieses Modulationsverfahrens soll zunächst für den Fall einer sinusförmigen räumlichen Filterung an Hand von Bild 4.4 erläutert werden. Es zeigt das Grundschemata des Mikrowellen-Entfernungsmessers. Dabei wurde der Aufbau von Bild 4.1 um einige Komponenten erweitert, die zur Modulation und Demodulation des Mikrowellensignals dienen. Durch eine Zweiseitenbandmodulation des Mikrowellensignals mit einem Signal der Frequenz ω_0 erzeugt man Spektralanteile des Mikrowellensignals bei den Frequenzen $\Omega + \omega_0$ und $\Omega - \omega_0$. Dieses modulierte Signal wird anstelle des in Bild 4.1 benutzten unmodulierten Signals ausgesendet und an einem oder

Mikrowellen -
quelle

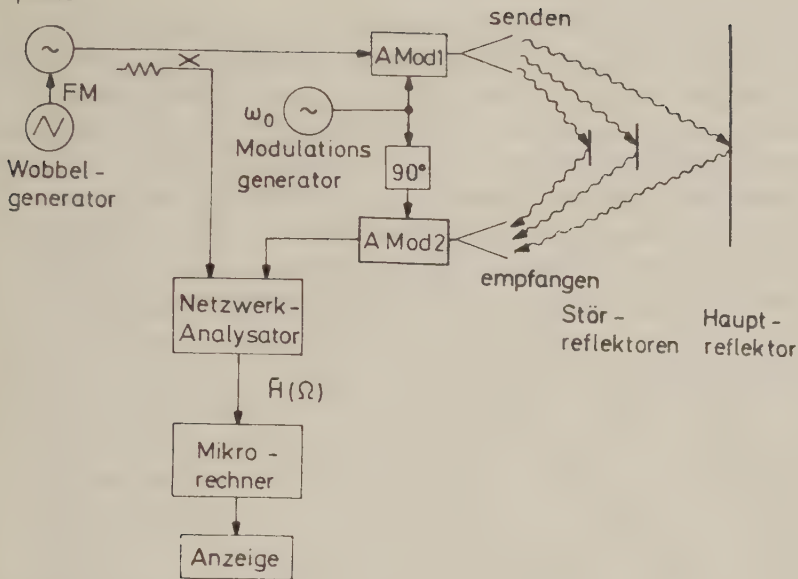


Bild 4.4: Grundschemata des Entfernungsmessers mit analoger räumlicher Filterung

mehreren Reflektoren reflektiert. Das empfangene Mikrowellensignal $r(t)$ enthält die Phasen- und Amplitudeninformation der Meßstrecke für zwei benachbarte Frequenzen. Für das Beispiel einer Amplitudenmodulation beschreibt Gl. (4.2) das empfangene Mikrowellensignal.

$$r(t) = \sum_i b_i [\cos(\Omega t + \omega_0 t - \Omega \tau_i - \omega_0 \tau_i) + \cos(\Omega t - \omega_0 t - \Omega \tau_i + \omega_0 \tau_i)] \quad (4.2)$$

Dieses Signal wird in einem weiteren Produktmodulator (AMod2) mit einem Sinussignal bei der Frequenz ω_0 moduliert. Man erhält dadurch ein Mikrowellensignal bei der Frequenz Ω , das durch Gl. (4.3) beschrieben wird.

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_i b_i [\sin(\Omega t - \Omega \tau_i + \omega_0 \tau_i) - \sin(\Omega t - \Omega \tau_i - \omega_0 \tau_i)] \\ &= 2 \sum_i b_i \sin(\omega_0 \tau_i) \cos(\Omega t - \Omega \tau_i) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Die Phase dieses Signals kann mit Hilfe eines Netzwerkanalysators gemessen werden. Ein Vergleich des angegebenen Ausdrucks mit Gl. (2.22) zeigt, daß das Signal $s(t)$ der modifizierten Übertragungsfunktion entspricht. Durch die beschriebene Art der Modulation erhält man somit eine sinusförmige räumliche Filterung. Die Bestimmung des Gesamtphasenhubs von $s(t)$ während eines Wobbelvorgangs ergibt unter Reduktion des störenden Einflusses von Nahreflexionen ein Maß für die Entfernung des Nutzreflektors. Durch Verschiebung der Phase des zur Rückmischung benutzten Sinussignales läßt sich die räumliche Lage der Nullstellen der sinusförmigen Filterungscharakteristik verschieben. Damit ist die gezielte Unterdrückung von Störreflexionen, z.B. des Übersprechers zwischen der Sende- und der Empfangsantenne möglich. Weiterhin ist die Verwendung einer Phasenmodulation anstelle der besprochenen Amplitudenmodulation denkbar. Auch eine Kombination von Phasen- und Amplitudenmodulation ergibt prinzipiell ähnliche räumliche Filterungscharakteristiken. Dabei müssen an den verwendeten Phasen- oder Amplitudenmodulator nur geringe technische Anforderungen gestellt werden. Bei sinusförmiger Modulation ist ein gleichzeitiges Auftreten von Phasen- und Amplitudenmodulation nicht störend, es bewirkt lediglich eine Verschiebung der Nullstelle der räumlichen Filterungscharakteristik, die leicht durch Phasenverschiebung des Rückmischsignals kompensiert werden kann.

Eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung einer räumlichen Filterungscharakteristik besteht in einer Frequenzmodulation der Mikrowellenquelle. Durch diese Maßnahme läßt sich ein Amplitudenmodulator (AMod1) einsparen. Diesem Vorteil einer Vereinfachung des Systems stehen jedoch eine Reihe von technischen Nachteilen entgegen, die mit der Modulation des L.O.-Signals zusammenhängen.

Für die technische Realisierung einer räumlichen Filterung durch analoge Modulationsverfahren sollte das empfangene Mikrowellensignal $r(t)$ nicht im Mikrowellenbereich mit einem Signal gemischt werden. Um Störungen durch unerwünschte Frequenzkomponenten zu vermeiden, sollte das empfangene Mikrowellensignal zunächst in den Zwischenfrequenzbereich transformiert werden.

Dort soll die Weiterverarbeitung des Signals geschehen. Eine technisch realisierte Form der analogen räumlichen Filterung wird im folgenden näher erläutert. Der in Bild 4.2 skizzierte Mikrowellen-Entfernungsmesser wird dazu um einige Komponenten erweitert, die zur Modulation und Demodulation dienen. Anstelle einer sinusförmigen Modulation des Mikrowellensignals ist auch eine Modulation mit Impulsen denkbar. Auf diese Weise erhält man eine Bandpaßcharakteristik des räumlichen Filters. Es sei $m(\omega_0 t)$ eine beliebige, in ω_0 periodische Modulationsfunktion. Damit ist das mit $\psi(\omega t)$ phasenmodulierte und mit $m(\omega_0 t)$ amplitudenmodulierte Mikrowellensignal (vgl. Bild 4.5) durch Gl. (4.4) beschrieben.

$$v_1(t) = m(\omega_0 t) \cdot \cos[\Omega t + \psi(\omega t)] \quad (4.4)$$

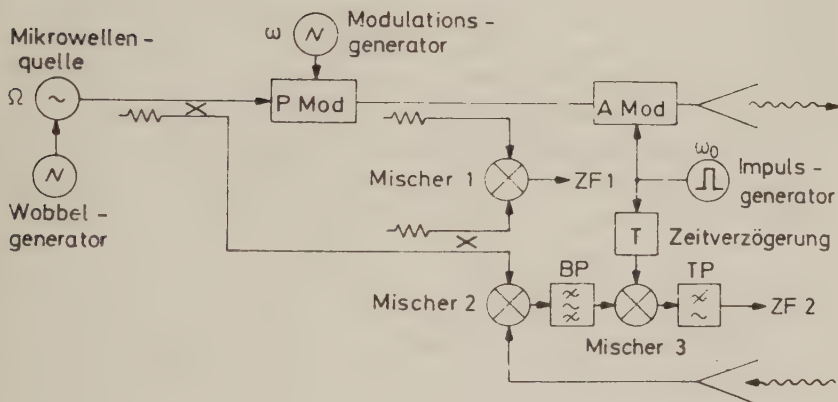


Bild 4.5: Blockschalbild des Entfernungsmessers mit analoger räumlicher Filterung

Dieses Signal wird über die Sendeantenne abgestrahlt und an einem oder mehreren Reflektoren reflektiert. Das zeitverzögerte, wieder empfangene Mikrowellensignal läßt sich durch Gl. (4.5) beschreiben. Dabei ist $\omega \tau_1 \ll 1$ vernachlässigt worden. Diese Vernachlässigung ist gerechtfertigt, da die Phasenmodu-

lationsfrequenz in der Größenordnung einiger weniger Kilohertz liegt.

$$v_2(t) = \sum_i b_i \cdot m(\omega_0 t - \omega_0 \tau_i) \cdot \cos[\Omega t + \psi(\omega t) - \Omega \tau_i] \quad (4.5)$$

Das empfangene Mikrowellensignal $v_2(t)$ wird im Mischer 2 (siehe Bild 4.5) mit dem unmodulierten Ausgangssignal der Mikrowellenquelle gemischt. Als zwischenfrequentes Ausgangssignal des Mixers ergibt sich:

$$v_3(t) = \sum_i b_i \cdot m(\omega_0 t - \omega_0 \tau_i) \cdot \cos[\psi(\omega t) - \Omega \tau_i] \quad (4.6)$$

Wenn die Modulationsfunktion m einen Gleichanteil aufweist, dann enthält das Signal $v_3(t)$ Frequenzkomponenten im Basisband, d.h. bei der Frequenz der Phasenmodulation ω und ihren Harmonischen. Da diese Frequenzanteile des Signals $v_3(t)$ die Entfernungsinformation der Meßstrecke ohne räumliche Filterung enthalten, müssen sie weggefiltert werden. Dazu dient der Bandpaß (BP). Das Ausgangssignal des Bandpasses wird durch Gl. (4.7) angegeben. Dabei beschreibt $\tilde{m}$ den vom Gleichspannungsanteil befreiten Wechselspannungsanteil von m .

$$v_4(t) = \sum_i b_i \cdot \tilde{m}(\omega_0 t - \omega_0 \tau_i) \cdot \cos[\psi(\omega t) - \Omega \tau_i] \quad (4.7)$$

Das bandpaßgefilterte Signal $v_4(t)$ wird im Mischer 3 mit dem um die Zeit T verzögerten Ausgangssignal des Impulsgenerators multipliziert.

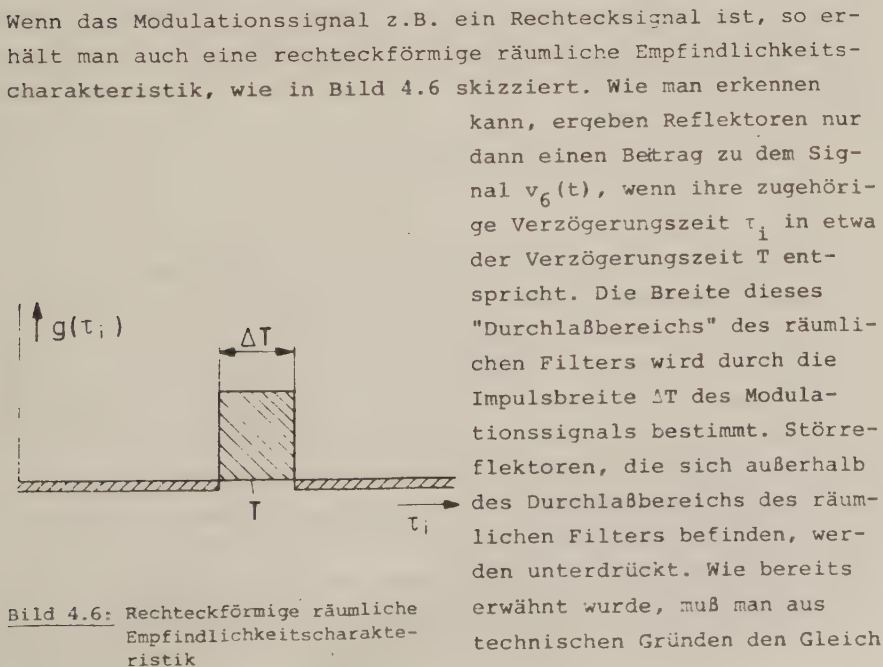
$$v_5(t) = \sum_i b_i \cdot \tilde{m}(\omega_0 t - \omega_0 \tau_i) \cdot m(\omega_0 t - \omega_0 T) \cdot \cos[\psi(\omega t) - \Omega \tau_i] \quad (4.8)$$

Nach Tiefpaßfilterung (TP) erhält man den durch Gl. (4.9) beschriebenen niederfrequenten Anteil des Signals.

$$v_6(t) = \sum_i b_i \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{m}(\omega_0 t - \omega_0 \tau_i) \cdot m(\omega_0 t - \omega_0 T) d\omega_0 t \cdot \cos[\psi(\omega t) - \Omega \tau_i] \quad (4.9)$$

Das Integral von Gl. (4.9) läßt sich interpretieren als Kreuzkorrelation der beiden Modulationssignale. Es entspricht der in Gl. (2.20) angegebenen inversen Fourier-Transformierten der Gewichtsfunktion $G(\Omega)$, die in Kapitel 2.2.2 als Gewichtsprofil $g(\tau_i)$ bezeichnet wurde. Ein Vergleich mit Gl. (2.20) zeigt, daß das Signal $v_6(t)$ der dort angegebenen modifizierten Übertragungsfunktion entspricht. Eine geringe Verformung des gewünschten Gewichtungssprofils tritt auch hier auf Grund der endlichen Bandbreite der Modulationsfunktionen auf. Das erhaltene Gewichtungssprofil läßt sich besonders einfach durch graphische Lösung des Integrals in Gl. (4.9) bestimmen [43]. Dazu können auch unterschiedliche Signalformen für die Modulation und die Demodulation benutzt werden. Besonders einfache Verhältnisse ergeben sich, wenn das Demodulationssignal aus einer Folge von Dirac-Impulsen $\delta(\omega_0 t - \omega_0 T)$ besteht. Auf Grund der Ausblendeigenschaft der Diracfunktion vereinfacht sich das in Gl. (4.9) angegebene Integral und man erhält:

$$v_6(t) = \sum_i b_i \cdot \tilde{m}(\omega_0 T - \omega_0 \tau_i) \cdot \cos[\psi(\omega t) - \Omega \tau_i] \quad (4.10)$$



anteil des Modulationssignals wegfiltern. Diese Maßnahme bewirkt jedoch auch, daß das erhaltene Gewichtsprofil keinen Gleichanteil enthält. Aus der Gleichheit der in Bild 4.6 schraffierten positiven und negativen Flächenanteile folgt daher, daß die Störsignalreduktion außerhalb des Durchlaßbereichs des räumlichen Filters nicht perfekt sein kann. Durch endliche Bandbreiten sowie durch nichtideale Demodulationsimpulse wird die Form des Gewichtsprofils lediglich ein wenig verändert. Es ändert jedoch nichts an den prinzipiellen Eigenschaften dieses räumlichen Filterungsverfahrens. Einige Messungen, die die theoretischen Betrachtungen experimentell bestätigen, sind in [42, 43, 44] beschrieben.

Eine besonders einfache Form der räumlichen Filterung ist - wie bei der digitalen Version - ein sinusförmiges Gewichtsprofil. Dieses läßt sich auch auf analogem Weg besonders einfach realisieren, da Sinussignale auf Grund ihrer geringen Bandbreite einfacher herzustellen und weiterzuverarbeiten sind als Impulsfolgen. Setzt man in Gl. (4.9) ein Sinussignal der Frequenz ω_0 als Modulations- und als Demodulationssignal ein, und wählt man die Zeitverzögerung T so, daß sie gerade eine Phasenverschiebung von 90° bewirkt, dann erhält man für diesen speziellen Fall nach Lösung des Integrals in Gl. (4.9) ein Signal wie in Gl. (4.11) angegeben.

$$v'_6(t) = -\frac{1}{2} \sum_i b_i \cdot \sin(\omega_0 \tau_i) \cdot \cos[\psi(\omega t) - \Omega \tau_i] \quad (4.11)$$

Man sieht, daß auf diese Weise eine sinusförmige räumliche Filterungscharakteristik erhalten wird. Die in Bild 4.5 skizzierte Erweiterung des Mikrowellen-Entfernungsmessers wurde praktisch realisiert. Einige Meßergebnisse dazu sind in Bild 4.7 angegeben. Die Netzwerkanalyse, die Bestimmung des Gesamtphasenhubes während eines Wobbelvorgangs und die Berechnung der Entfernung des Nutzreflektors erfolgte durch dasselbe Meßsystem, das auch für die in Kap. 4.2 durchgeführten Messungen benutzt wurde. Der Wobbelhub betrug wiederum etwa 300 MHz. Ein starker Störreflektor wurde dicht vor den Antennen angebracht. Die Entfernung des Hauptreflektors wurde von 0 m bis 10 m in Schritten

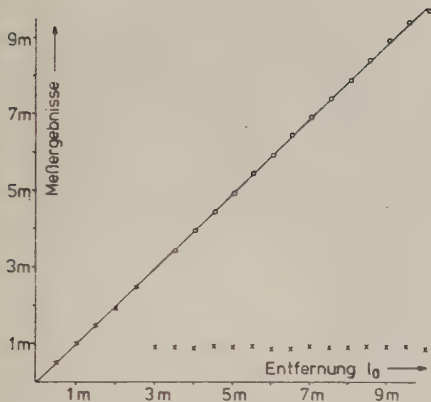


Bild 4.7: Meßergebnisse. Es befindet sich ein starker Störreflektor bei etwa 1 m. Ohne räumliche Filterung, siehe Kreuze. Mit analog realisierter, sinusförmiger Filterung, siehe Punkte.

von 0,5 m verändert. Als Hauptreflektor diene, wie bei den vorangehenden Messungen, ein Tripelspiegel [45]. Diese Art von Reflektoren hat den Vorteil, daß im Gegensatz zu z.B. ebenen Reflektoren, der Signalpegel in weiten Grenzen nicht von der Orientierung des Reflektors abhängt. Damit erreicht man, daß die Reduktion des Empfangspegels nur durch die wachsende Entfernung des Hauptreflektors hervorgerufen wird. Man erhält so wohldefinierte Verhältnisse, in denen die theoretischen Betrachtungen auch quantitativ bestätigt werden können. In Bild 4.7 sind Meßergebnisse, die ohne räumliche Filterung erhalten wurden (siehe Kreuze) zum Vergleich mit Meßergebnissen

eingetragen worden, die mit analog realisierter, sinusförmiger räumlicher Filterung erzielt wurden (siehe Punkte). Man erkennt, daß ohne räumliche Filterung die Entfernung des Nutzreflektors nur für sehr geringe Entfernungen ermittelt wird. Schon bei einer Entfernung von 3 m überwiegt der Einfluß des Störreflektors und die Messung wird völlig fehlerhaft. Mit sinusförmiger räumlicher Filterung wird dieses Störsignal stark reduziert. So ist selbst bei 10 m noch eine Bestimmung der Entfernung des Hauptreflektors möglich, obwohl der Pegel des Nutzsignals mehr als 10 dB kleiner ist als der Pegel des Störsignals.

Abschließend zeigt das Bild 4.8 eine Fotografie des entwickelten störsignalreduzierenden Mikrowellen-Entfernungsmessers. Man erkennt zwei Hornstrahler, vorn die Sendeantenne und dahinter die Empfangsantenne. Die weiteren Mikrowellenkomponenten auf der linken Seite verkörpern den im dritten Kapitel beschriebenen Netzwerkanalysator. Es sind ein varaktorabstimmbarer Gunn-

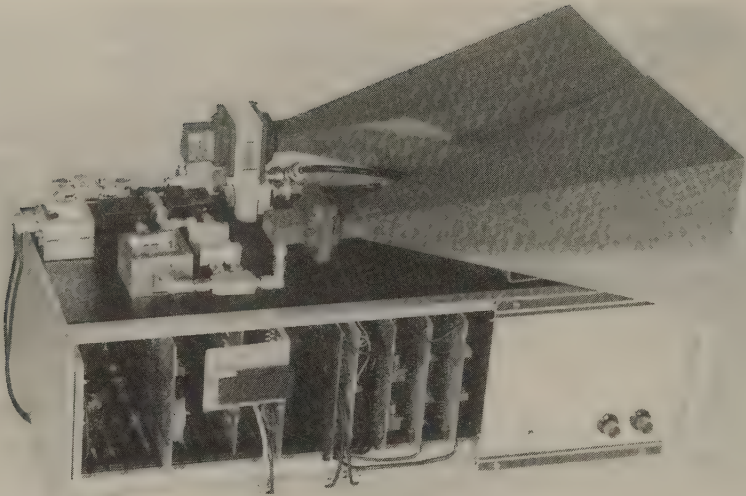


Bild 4.8: Fotografie des Mikrowellen-Entfernungsmessers

dioden-Oszillator, ein Mäanderleitungsphasenschieber auf Ferritsubstrat, zwei balancierte Mischer, drei Richtkoppler und zwei Richtungsleitungen. Unterhalb der Mikrowellenkomponenten befindet sich in einem 19-Zoll-Gehäuse die durch einen Mikrorechner gesteuerte, elektronische Signalauswertungseinheit. Die berechnete Entfernung wird auf einer Leuchtdioden-Anzeige ausgegeben.

5. ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit wurden gebräuchliche Mikrowellenverfahren zur Entfernungsmessung, wie das Pulsradar und das FMCW-Radar mit linearer und mit nichtlinearer Wobbelung miteinander verglichen und es wurden prinzipielle Mängel dieser Verfahren aufgezeigt. Dabei erwies sich das FMCW-Radarverfahren mit nichtlinearer Wobbelung als vorteilhaft, da es eine Reihe von prinzipiellen Mängeln anderer Verfahren nicht aufweist. Bei diesem Verfahren wird die Entfernungsinformation aus einer Phasenhubmessung abgeleitet. Dieses hat einige Vorteile, da der Phasenhub invariant gegen Dispersion ist und nicht von der Linearität des Wobbelvorgangs beeinflusst wird. Durch Vergrößerung des Wobbelhubes läßt sich die Meßgenauigkeit nahezu beliebig steigern. Nachteilig ist, daß Störreflexionen, die bei praktischen Entfernungsmessungen auftreten können, die Meßgenauigkeit beeinträchtigen. Durch allgemeine systemtheoretische Untersuchungen wurde deshalb ein räumliches Filterungsverfahren entwickelt, das eine gezielte Reduktion der Störsignale erlaubt, ohne neue Meßfehler einzuführen. Dabei ist die Realisierung nahezu beliebiger räumlicher Filtercharakteristiken möglich. Als besonders vorteilhaft stellte sich eine sinusförmige räumliche Filterung heraus. Sie ist einfach und auch in digitaler Technik schnell realisierbar. Sie ist invariant gegen Dispersion und unabhängig von der Linearität der Wobbelkennlinie. Durch eine sinusförmige räumliche Filterung erhält man einen effektiven Signalpegel, der unabhängig von der Entfernung des Meßobjektes ist. Bei dieser Art der Filterung benötigt man keine a-priori-Information über die Entfernung des Nutzreflektors oder der Störreflektoren.

Um die praktische Verwendbarkeit des entwickelten räumlichen Filterungsverfahrens zur Reduktion von Störreflexionen bei der Entfernungsmessung mit Mikrowellen experimentell zu beweisen, wurde ein Mikrowellen-Entfernungsmesser aufgebaut. Die zur Bestimmung der Entfernung und zur Reduktion der Störsignale notwendige Phasen- und Amplitudeninformation der Entfernungsmessstrecke wird mit Hilfe eines neu entwickelten homodynen Netzwerkanalyseverfahrens gemessen. Vorteile dieses Ver-

fahrens sind, daß nur wenige, einfache Mikrowellenkomponenten benötigt werden, an die nur geringe technische Anforderungen gestellt werden müssen. Die Bestimmung der Phaseninformation erfolgt in digitaler Form mit Hilfe eines Mikrorechners. Allein durch Modifikation des Mikrorechnerprogramms - ohne Erweiterung des Mikrowellen- oder Elektronikteils - kann der Netzwerkanalysator auch als Entfernungsmesser eingesetzt werden. Dabei wird die Berechnung der Entfernung sowie die räumliche Filterung durch denselben Mikrorechner durchgeführt, der auch für die Netzwerkanalyse zuständig ist.

Durchgeführte Messungen, bei denen auch eine analoge Realisierung der räumlichen Filterung experimentell getestet wurde, ergaben sehr gute Ergebnisse. Die Entfernung des Hauptreflektors wurde ermittelt, obwohl der Störpegel größer als der Nutzpegel war. Damit steht ein Mikrowellen-Entfernungsmesser zur Verfügung, der auf Grund seines einfachen und kompakten Aufbaus, seiner Robustheit, Zuverlässigkeit und Flexibilität für einen industriellen Einsatz auch unter ungünstigen Umweltbedingungen geeignet erscheint.

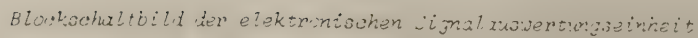
6. ANHANG

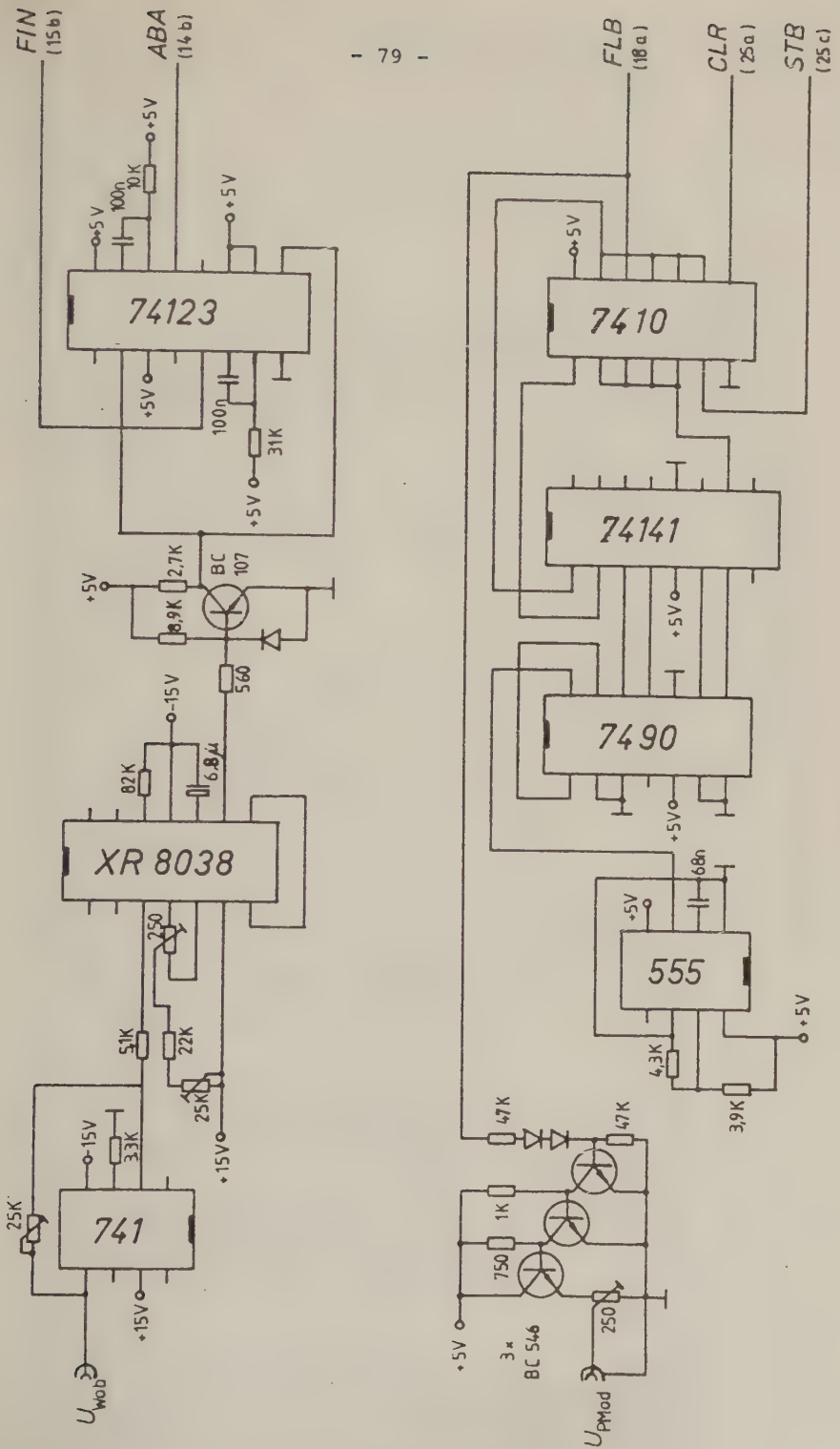
Im folgenden sind ein Blockschaltbild der elektronischen Signalauswertungseinheit und einige Schaltpläne skizziert, denen man nähere technische Einzelheiten des Netzwerkanalysators und des Mikrowellen-Entfernungsmessers entnehmen kann. Die in den Detailschaltplänen beschriebenen Baugruppen sind jeweils auf einer Platine im Europaformat (100 mm x 160 mm) realisiert worden und befinden sich zusammen mit den notwendigen Netzteilen in einem 19-Zoll-Einschubgehäuse (siehe Bild 4.8).

Die entwickelten Maschinenprogramme für das Mikrorechnersystem (INTEL 8085A) sind im zweiten Teil des Anhangs protokolliert und werden durch Flußdiagramme näher erläutert. Im einzelnen sind das Netzwerkanalyseprogramm zur Phasenmessung, das Programm zur Entfernungsmessung ohne räumliche Filterung und mit räumlicher Filterung angegeben. Dazu gehören einige Tabellen, die zur Bildung von trigonometrischen Funktionen und zur Codewandlung benutzt werden.

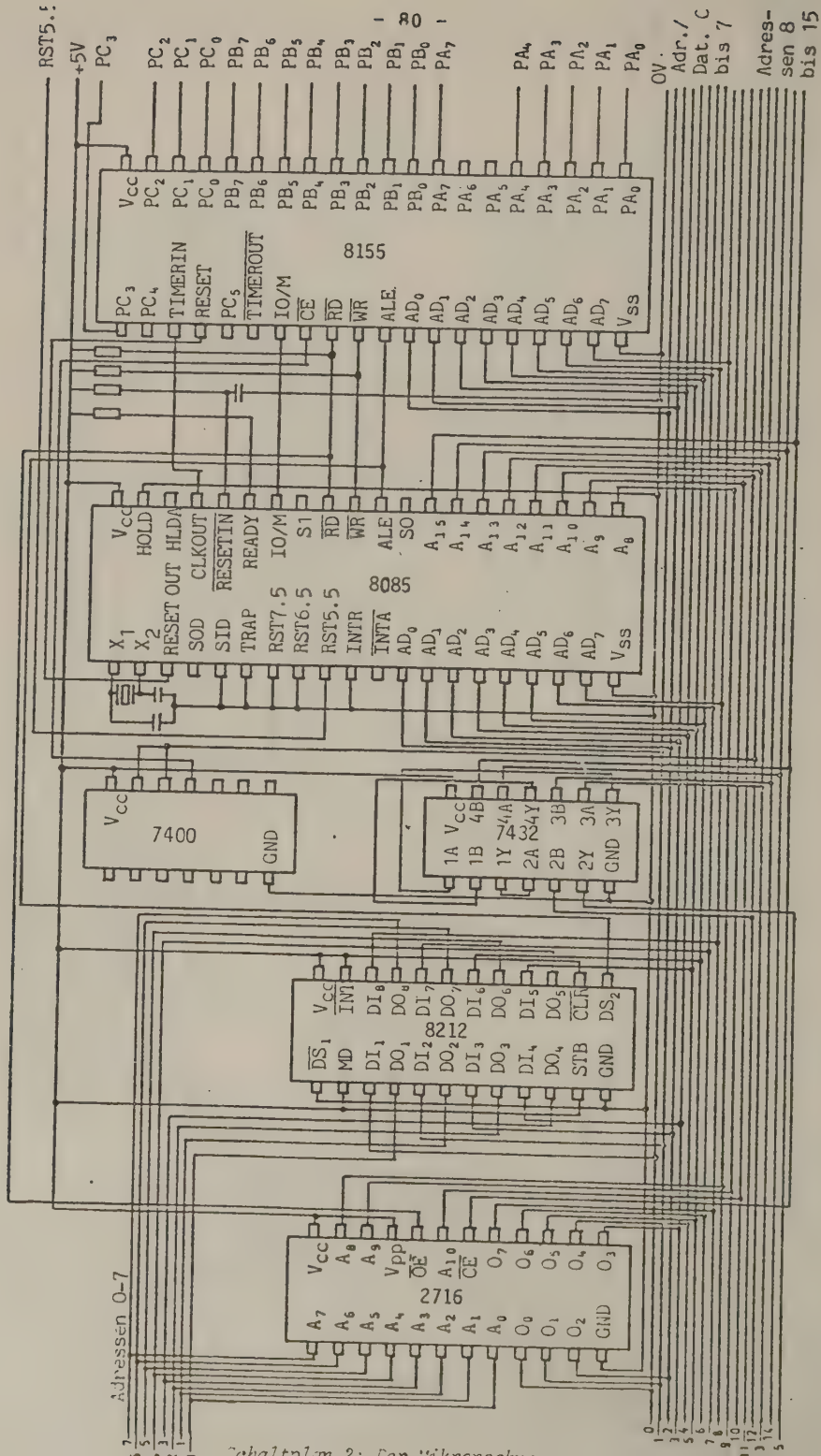
Technische Daten des entwickelten Entfernungsmessers:

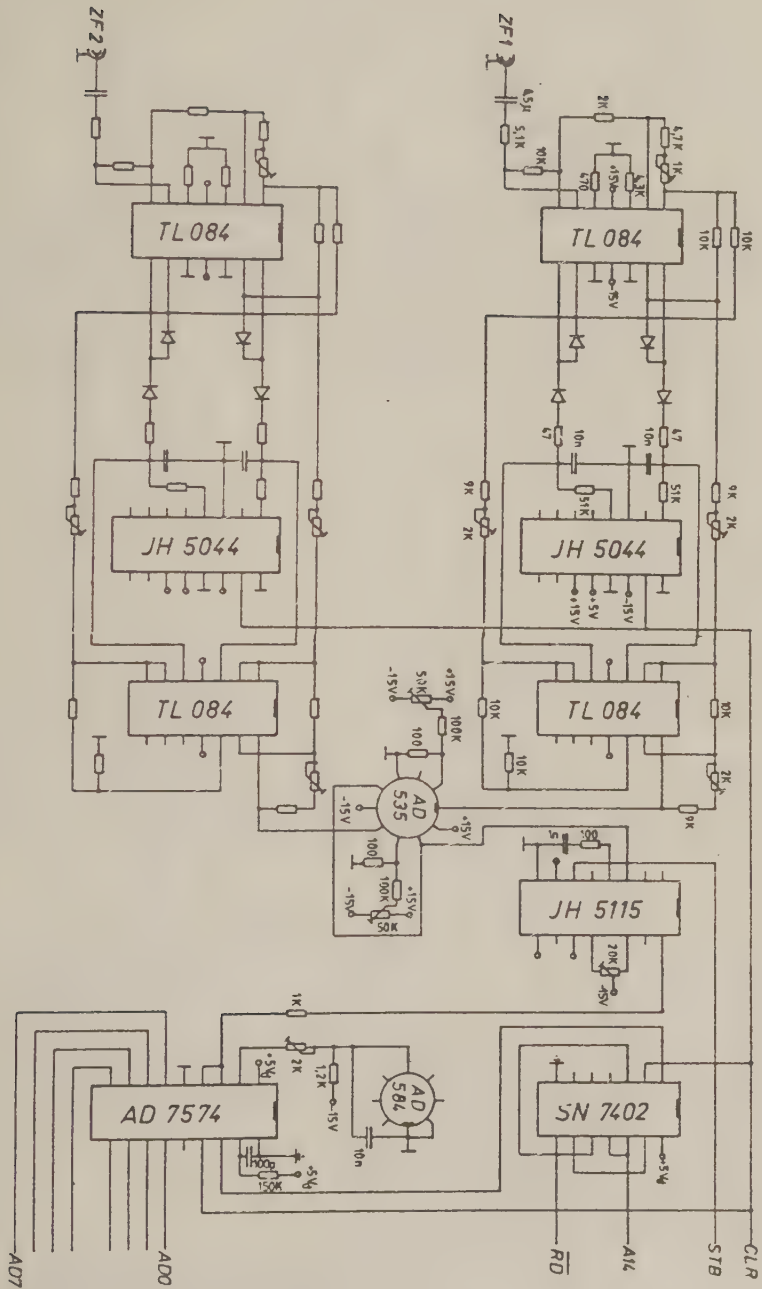
Mittenfrequenz:	9,1 GHz
Frequenzhub:	293 MHz
Ausgangsleistung:	10 dBm
Meßzyklus:	2 s
Meßgenauigkeit:	± 1 cm
Meßbereich:	0...20 m



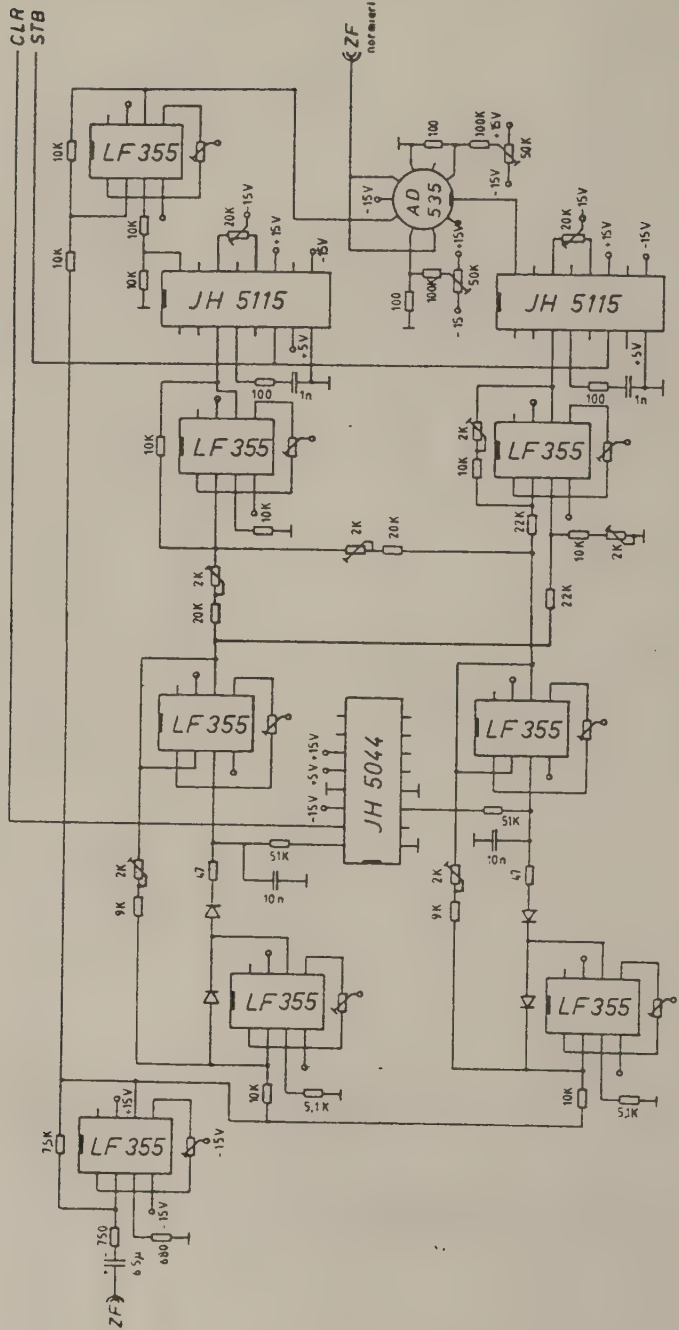


Schaltplan 1: Der Signalgenerator

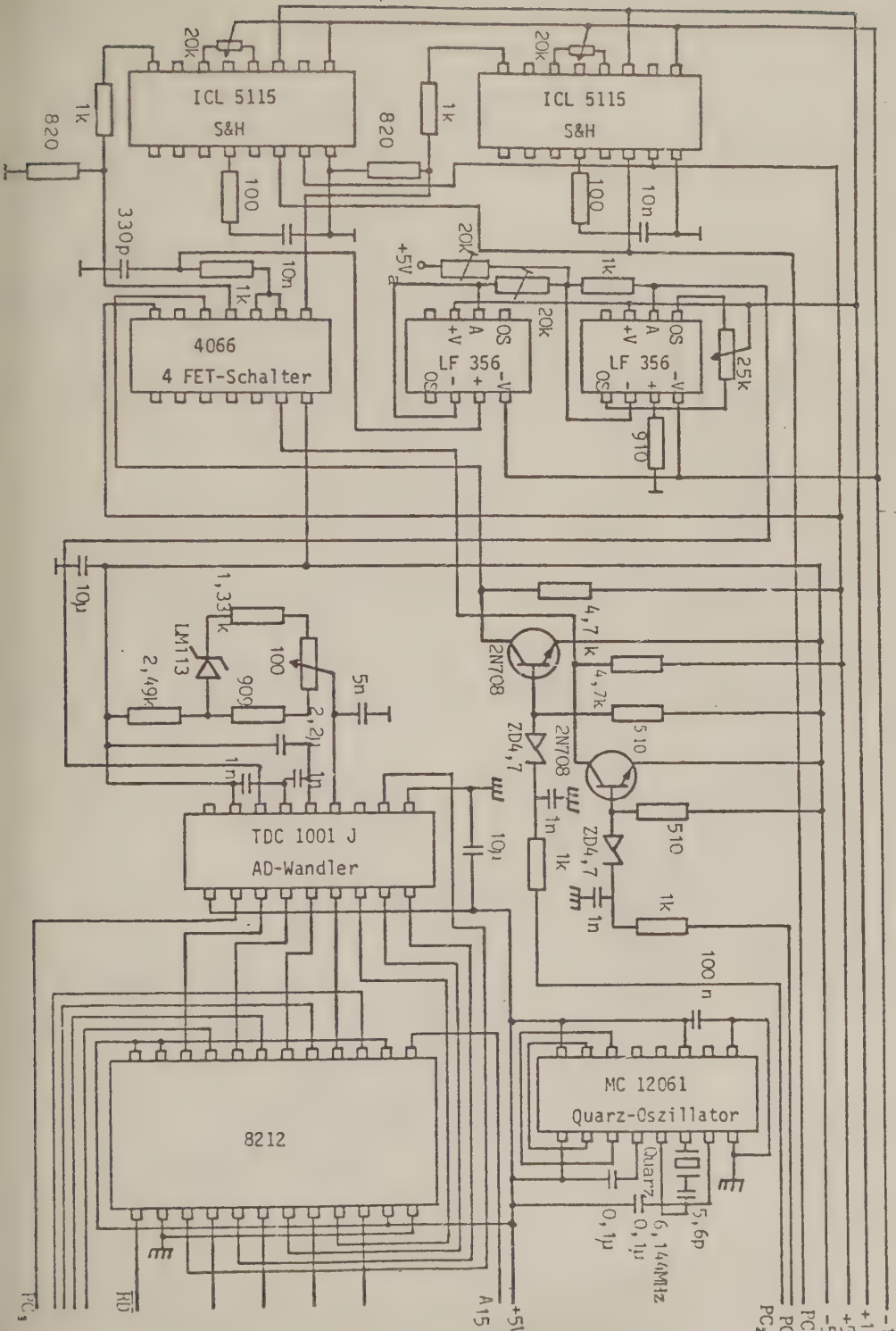




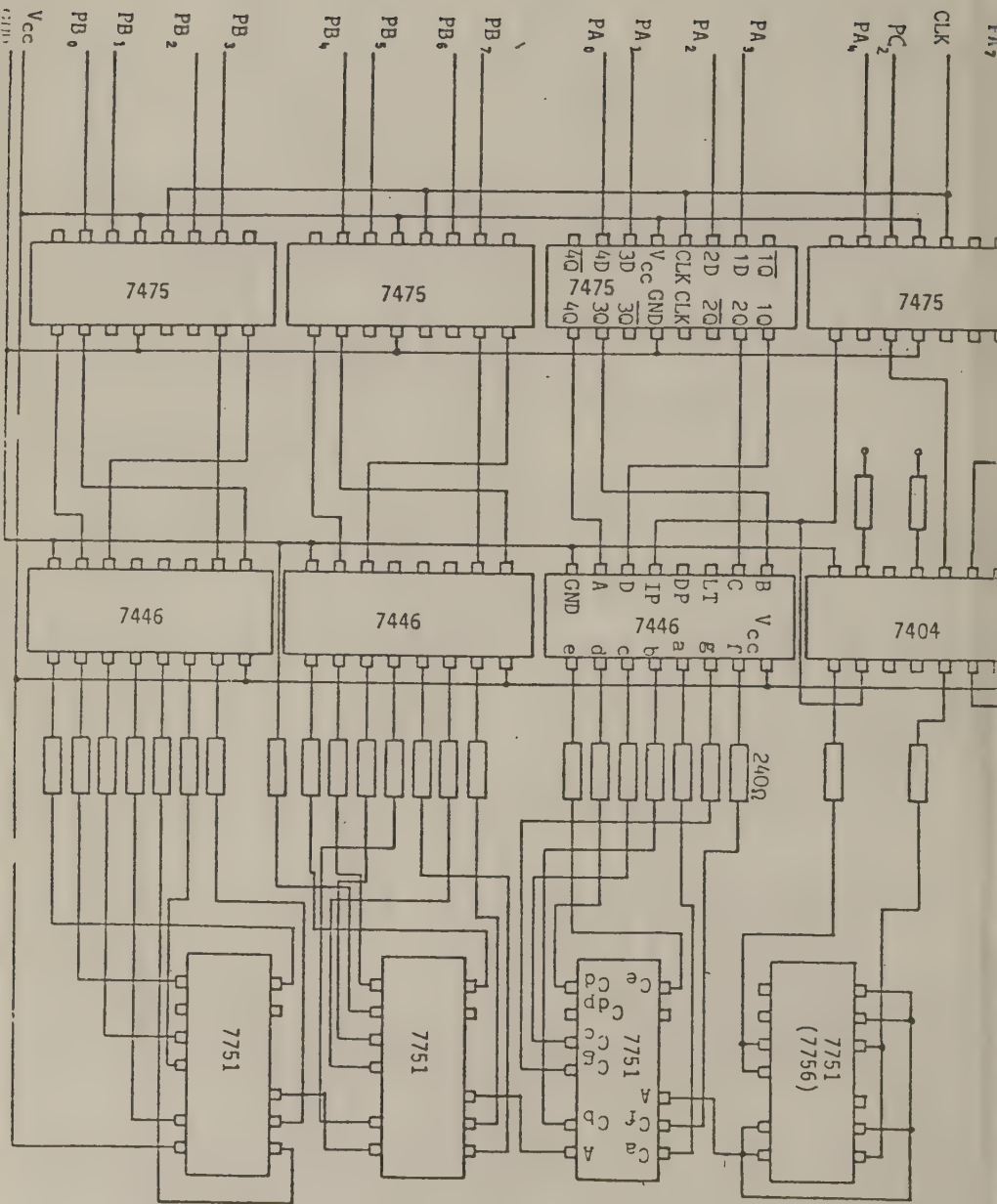
Schaltplan 3: Die Amplitudenmessung



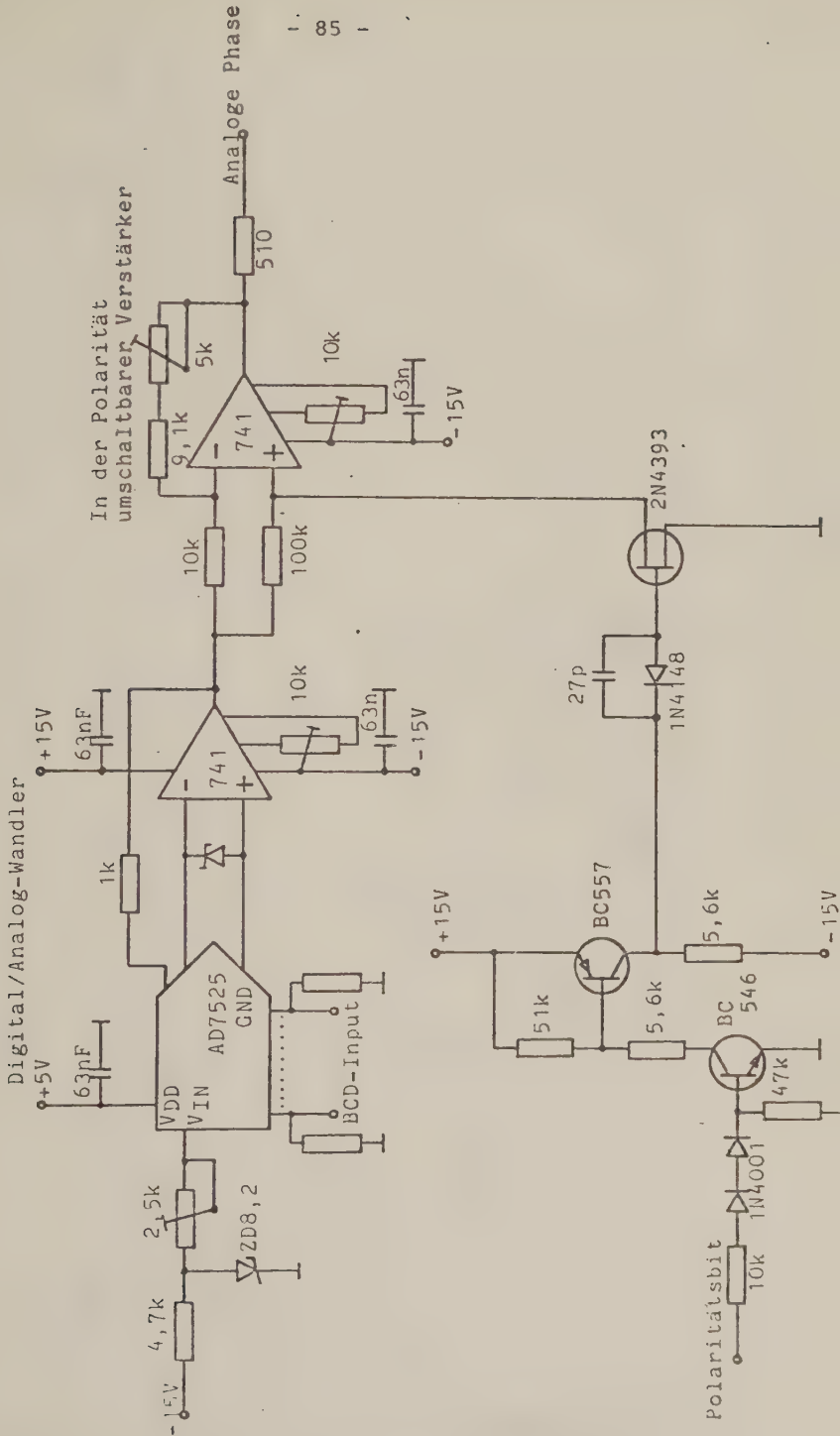
Schaltplan 4: Die Klemmschaltung



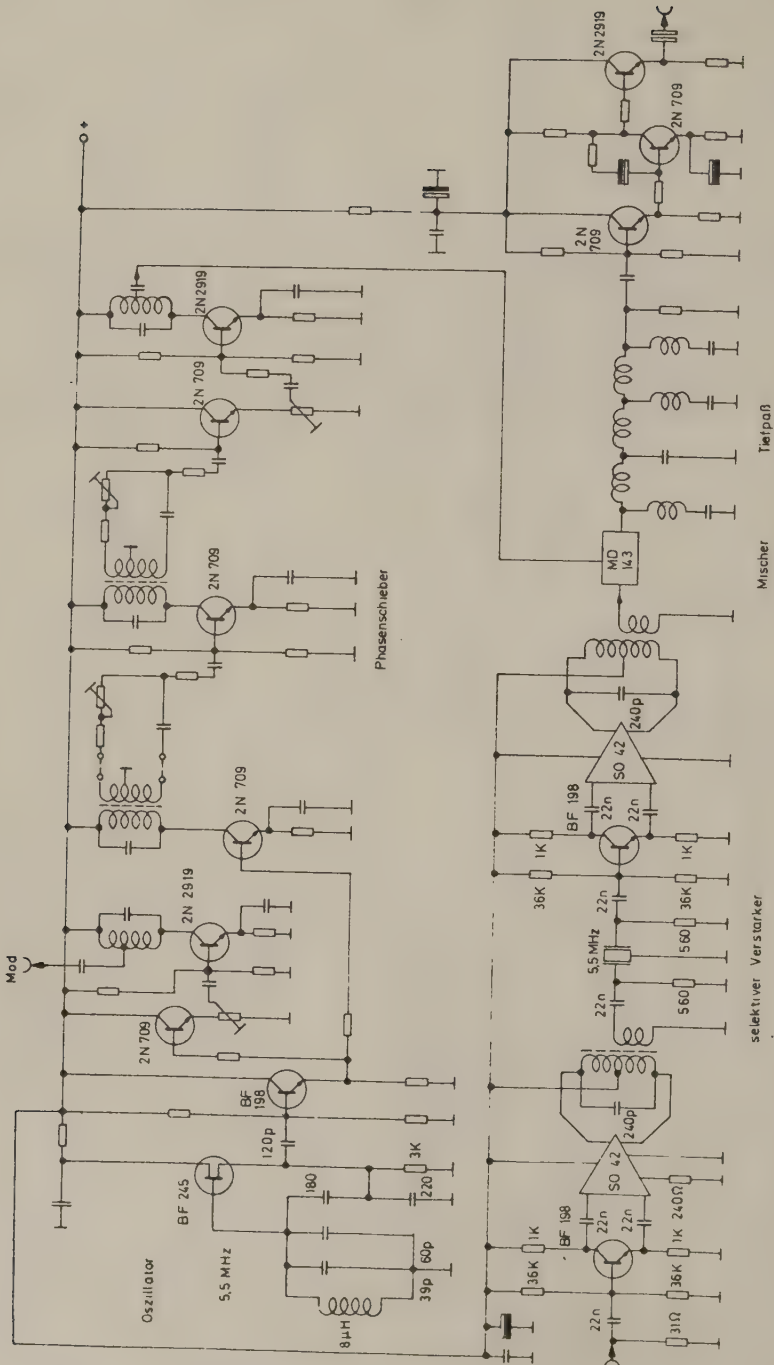
Schaltplan 5: Die Datenaufbereitungsplatine



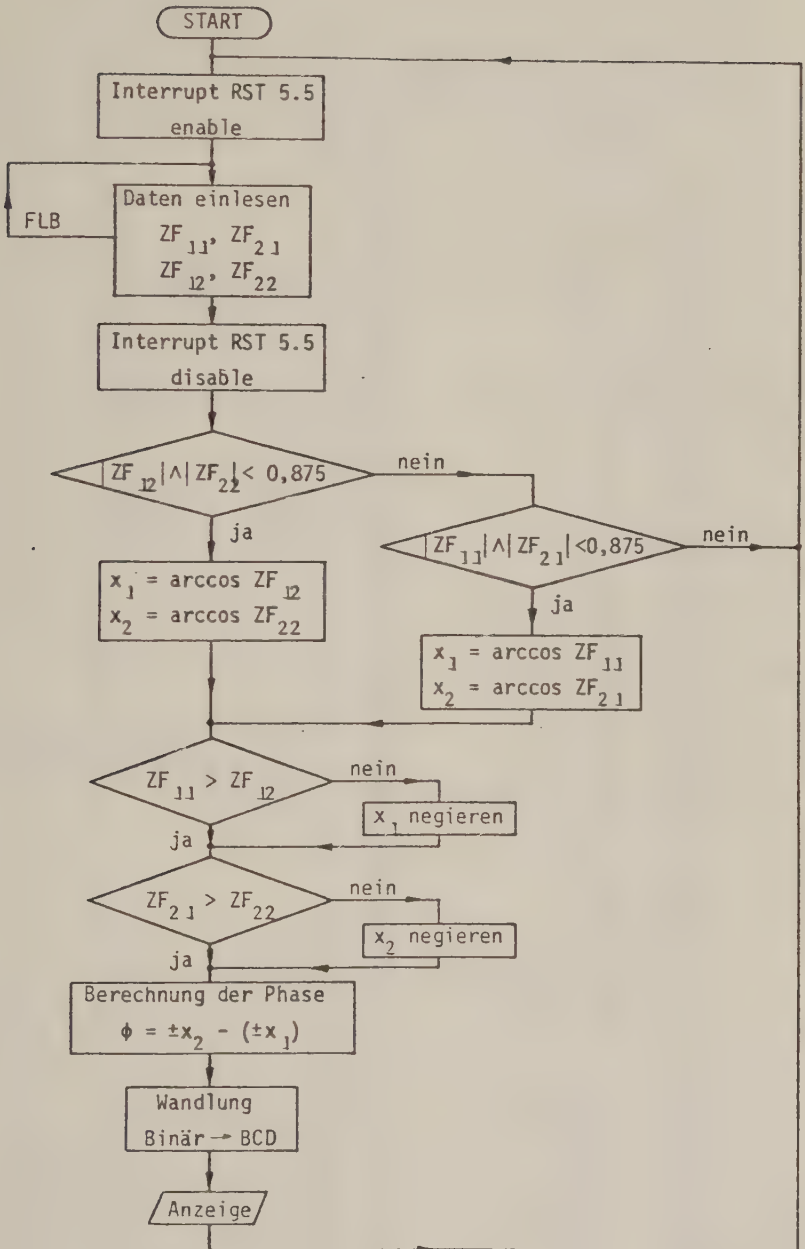
Schaltplan 6: Die Anzeigenplatine



Schaltplan 7: Die Digital-Analog-Wandlung



Schaltplan 8: Die Schaltung zur analogen räumlichen Filterung



Flußdiagramm zur Phasenmessung

Das folgende Maschinenprogramm zur Netzwerkanalyse steuert die beiden Abtast-Halteglieder (S&H), den Umschalter und den Analog-Digitalwandler (ADC) zur Abtastung der beiden normierten ZF-Signale (vgl. S. 78). Aus den abgetasteten Signalwerten wird - unter Berücksichtigung des Vorzeichens der Steigung der beiden ZF-Signale - durch Bildung der Arkuscosinusfunktion die Phase des Meßobjektes im Dualcode bestimmt. Der duale Phasenwert wird unter Benutzung einer Tabelle in den BCD-Code umgewandelt und auf einer Anzeige dargestellt.

NETZWERKANALYSE

PO

INTEL 8085 MACRO ASSEMBLER (043A.01)

```

0000      ORG 0000H
0000      00      NOP
0001      00      NOP
0002      00      NOP
0003      00      NOP
0004      00      NOP
0005      00      NOP
0006      00      NOP
0007      00      NOP
0008      00      NOP
0009      00      NOP
000A      00      NOP
000B      00      NOP
000C      00      NOP
000D      00      NOP
000E      00      NOP
000F      00      NOP
0010      00      NOP
0011      00      NOP
0012      00      NOP
0013      00      NOP
0014      00      NOP
0015      00      NOP
0016      00      NOP
0017      00      NOP
0018      00      NOP
0019      00      NOP
001A      00      NOP
001B      00      NOP
001C      00      NOP
001D      00      NOP
001E      00      NOP
001F      00      NOP
0020      00      NOP
0021      00      NOP
0022      00      NOP
0023      00      NOP
0024      00      NOP
0025      00      NOP
0026      00      NOP
0027      00      NOP
0028      00      NOP
0029      00      NOP
002A      00      NOP
002B      00      NOP
002C      310009  FLB: LXI SP,0900H; FLYBACK-INITIALISIERUNG
002F      3E0F    MVI A,0FH
0031      D308    OUT 08H
0033      3E05    MVI A,00000101B
0035      D308    OUT 08H
0037      FB      M1: EI
0038      3E08    MVI A,08H; ALE HARDWARE-INT. ENABLE
003A      30      SIM
003B      3E04    MVI A,00000100B
003D      D308    OUT 08H
003F      3E0C    MVI A,00001100B
0041      D303    OUT 08H
0043      3A0080  LDA 8000H
0046      47      MOV B,A
0047      3E02    MVI A,00000010B
0049      D308    OUT 08H
004B      3E0A    MVI A,00001010B
004D      D308    OUT 08H
004F      3E05    MVI A,00000101B
0051      D308    OUT 08H
0053      3A0080  LDA 8000H
0056      57      MOV D,A

```

Die Steuerbits werden über die Ausgabetore PC ϕ ...PC ϕ 3 des RAM-Bausteins 8155 ausgegeben (vgl. S. 80).

Es bedeutet:

PC ϕ = ϕ /1 : S&H=hold/sample

PC1= ϕ /1 : ZF1=ein/aus

PC2= ϕ /1 : ZF2=ein/aus

PC3= ϕ /1 : ADC=inaktiv/wandeln

Abkürzungen:

ZF11 = erster Abtastwert von ZF1

ZF12 = zweiter Abtastwert von ZF1

ZF21 = erster Abtastwert von ZF2

ZF22 = zweiter Abtastwert von ZF2

/ = ansteigende Signalwerte

\ = fallende Signalwerte

Duale Phasencodierung (8 Bit):

Wertigkeit des LSB = $360^\circ \cdot 2^{-8} \approx 1,4^\circ$

Nach jedem Phasenrücklauf (FLYBACK)

erfolgt ein neuer Programmstart bei

der Adresse $\phi\phi 2C$ durch den Hardware-

Interrupt RST 5.5 .

ZF1=ein S&H=sample

S&H=hold

ADC=wandeln

ZF11 abtasten und in B retten

ADC=inaktiv ZF2=ein

ADC=wandeln

ADC=inaktiv ZF1=ein

S&H=sample

ZF21 abtasten und in D retten

0057	3E04	MVI A,00000100B	S&H=hold
0059	D308	OUT 08H	
0058	3E0C	MVI A,00001100B	ADC=wandeln
005D	D308	OUT 08H	
005F	3A0080	LDA 8000H	ZF12 abtasten und in C retten
0062	4F	MOV C,A	
0063	3E02	MVI A,00000010B	ADC=inaktiv ZF2=ein
0065	D308	OUT 08H	
0067	3E0A	MVI A,00001010B	ADC=wandeln
0069	D308	OUT 08H	
006B	3A0080	LDA 8000H	ZF22 abtasten und in E retten
006E	5F	MOV E,A	
006F	3E0F	MVI A,0FH; ALLE HARDWARE-INTERRUPTS	
0071	30	SIM; WERDEN MASKIERT	
0072	3E05	MVI A,00000101B	ADC=inaktiv ZF1=ein
0074	D308	OUT 08H	S&H=sample
0076	7B	MOV A,E	
0077	E6F0	ANI 0F0H	falls ZF22 > 0 springe nach M1
0079	FEF0	CPI 0F0H	(neue Abtastwerte aufnehmen, da
007B	CA3300	JZ M1	der Betrag zu dicht bei 1 liegt)
007E	FE00	CPI 00H	falls ZF22 < 0 springe nach M1
0080	CA3300	JZ M1	
0083	79	MOV A,C	
0084	E6F0	ANI 0F0H	
0086	FEF0	CPI 0F0H	
0088	CA3300	JZ M1	falls ZF12 > 0 springe nach M1
008B	FE00	CPI 00H	
008D	CA3300	JZ M1	falls ZF12 < 0 springe nach M1
0090	C3A800	JMP 00A8H; -----DATA VALID	
0093	00	NOP	
0094	00	NOP	
0095	00	NOP	(Raum für eventuelle weitere
0096	00	NOP	Befehle)
0097	00	NOP	
0098	00	NOP	
0099	00	NOP	Registerbelegung des Rechners:
009A	00	NOP	
009B	00	NOP	
009C	00	NOP	
009D	00	NOP	
009E	00	NOP	
009F	00	NOP	
00A0	00	NOP	
00A1	00	NOP	
00A2	00	NOP	
00A3	00	NOP	
00A4	00	NOP	
00A5	00	NOP	
00A6	00	NOP	
00A7	00	NOP	
00A8	78	MOV A,B	{ Carry-Bit CY=0, wenn ZF1 \
00A9	89	CMP C	CY=1, wenn ZF1 \
00AA	69	MOV L,C	L=ZF12
00AB	2602	MVI H,02H; ARCOS-KOPFADRESSE	
00AD	4E	MOV C,M	C=arccos(ZF12)
00AE	DA8800	JC MX1	springe falls ZF1 \
00B1	7A	MOV A,D	CY=0, wenn ZF2 \
00B2	88	CMP E	CY=1, wenn ZF2 \
00B3	68	MOV L,E	L=ZF22
00B4	5E	MOV E,M	E=arccos(ZF22)
00B5	DAC700	JC M10	springe falls ZF2 \ und ZF1 \
00B8	C3CD00	JMP M00	springe falls ZF2 \ und ZF1 \
00BB	7A	MOV A,D	CY=0, wenn ZF2 \
00BC	88	CMP E	CY=1, wenn ZF2 \
00BD	68	MOV L,E	L=ZF22
00BE	5E	MOV E,M	E=arccos(ZF22)
00BF	DAD200	JC M11	springe falls ZF2 \ und ZF1 \
00C2	79	MOV A,C	
00C3	83	ADD E	{ $\phi = C+E \triangleq \arccos(ZF1) + \arccos(ZF2)$
00C4	C3D400	JMP EA	

00C7	79	M10:	MOV A,C	} $\phi = C + E \cdot [\arccos(ZF1) + \arccos(ZF2)]$
00C8	83		ADD E	
00C9	2F		CMA	
00CA	C3D400		JMP EA	
00CD	78	M00:	MOV A,E	} $\phi = E - C \cdot \arccos(ZF2) - \arccos(ZF1)$
00CE	91		SUB C	
00CF	C3D400		JMP EA	
00D2	79	M11:	MOV A,C	} $\phi = C - E \cdot \arccos(ZF1) - \arccos(ZF2)$
00D3	93		SUB E	
00D4	2600		PHI STEHT IN AKKU	
00D6	6F		MVI H,00H	
00D7	29		MOV L,A	
00D8	29		DAD H	
00D9	29		DAD H	
00DA	29		DAD H	
00DB	C3FE00		JMP EB	
00DE	00		NOP	(Raum für eventuelle weitere Befehle, wie z.B. eine Mittelwertbildung)
00DF	00		NOP	
00E0	00		NOP	
00E1	00		NOP	
00E2	00		NOP	
00E3	00		NOP	
00E4	00		NOP	
00E5	00		NOP	
00E6	00		NOP	
00E7	00		NOP	
00E8	00		NOP	
00E9	00		NOP	
00EA	00		NOP	
00EB	00		NOP	
00EC	00		NOP	
00ED	00		NOP	
00EE	00		NOP	
00EF	00		NOP	
00F0	00		NOP	
00F1	00		NOP	
00F2	00		NOP	
00F3	00		NOP	
00F4	00		NOP	
00F5	00		NOP	
00F6	00		NOP	
00F7	00		NOP	
00F8	00		NOP	
00F9	00		NOP	
00FA	00		NOP	
00FB	00		NOP	
00FC	00		NOP	
00FD	00		NOP	
00FE	44		NOP	
00FF	7D	EB:	MOV B,H	
0100	2603		MOV A,L	
0102	6E		MVI H,03H: BCD-KOPFADRESSE	
0103	2600		MOV L,H BCD-Wandlung der Einer und Zehntel	
0105	FE71		MVI H,00H	
0107	DA1101		CPI 71H Vergleich ob Dualwert < 10°	
010A	24		JC EC	
010B	FEE2		INR H dezimale Addition von 10°	
010D	DA1101		CPI 0E2H Vergleich ob Dualwert < 20°	
0110	24		JC EC	
0111	78		INR H erneute dezimale Addition von 10°	
0112	E601	EC:	MOV A,B	
0114	112502		ANI 01H Bit 0 des H-Registers wird maskiert	
0117	C45801		LXI D,0225H	
011A	78		CNZ DADD dezimale Addition von 22,5°	
011B	E602		MOV A,B	
0110	115004		ANI 02H Bit 1 des H-Registers wird maskiert	
0120	C45801		LXI D,0450H	
0123	78		CNZ DADD dezimale Addition von 45°	
0124	E604		MOV A,B	
0126	110009		ANI 04H Bit 2 des H-Registers wird maskiert	
			LXI D,0900H	

Es folgt eine Routine zur Umwandlung der 12 Bit-Dualzahl im HL-Registerpaar in die entsprechende BCD-Zahl. Um sowohl den benötigten Speicherplatz als auch die Rechenzeit klein zu halten, wird die Codewandlung teilweise rechnerisch und zum Teil mit Hilfe einer Tabelle durchgeführt.

Wertigkeit der Bits im HL-Register:

HL	0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
					180°	90°	45°	22,5°							
									0°...22,4°						

Einer und Zehntel des BCD-Wertes der Phase werden mit Hilfe des L-Registers und der BCD-Tabelle (s.S.92) bestimmt. Die Notwendigkeit einer zusätzlichen Addition von 10° oder 20° ergibt sich aus dem Wert des L-Registers. Die Notwendigkeit einer zusätzlichen Addition von Vielfachen von 22,5° ergibt sich aus dem H-Register.

0129	C45801	CNZ	DADD	dezimale Addition von 90°
012C	78	MOV	A,B	
012D	E608	ANI	08H	Bit 3 des H-Registers wird maskiert
012F	110018	LXI	D,1800H	
0132	C45801	CNZ	DADD	dezimale Addition von 180°
0135	7C	MOV	A,H	BCD-Wert in HL=000,0°...359,9°
0136	FE18	CPI	18H	falls HL<180° springe nach EN
0138	DA4D01	JC	EN	
013B	3E9A	MVI	A,9AH	
013D	95	SUB	L	
013E	C600	ADI	00H	falls HL>180° konvertiere
0140	27	DAA		Phase in Hauptwertebereich
0141	6F	MOV	L,A	
0142	3E99	MVI	A,99H	$\phi = -(360^\circ - \phi)$
0144	CE00	ACI	00H	
0146	94	SUB	H	MSB = Vorzeichen
0147	C636	ADI	36H	
0149	27	DAA		
014A	C680	ADI	80H	BCD-Wert in HL=-180,0°...+179,9°
014C	67	MOV	H,A	-----BCD-PHI IN HL, MSB=VZ
014D	00	EN:	NOP	
014E	00		NOP	
014F	7C	MOV	A,H	H-Registerausgabe über RAM-Tore PA
0150	D309	OUT	09H	
0152	7D	MOV	A,L	L-Registerausgabe über RAM-Tore PB
0153	D30A	OUT	0AH	
0155	C30300	JMP	MO;	-- NEUE MESSREIHE
0158	7B	DADD:	MOV	A,E
0159	85		ADD	L
015A	27		DAA	
015B	6F		MOV	L,A
015C	7A		MOV	A,D
015D	8C		ADC	H
015E	27		DAA	
015F	67		MOV	H,A
0160	C9		RET	

END

Die Daten (Phasenwerte) werden über die Ausgabetermine PA0...PA7 und PB0...PB7 des RAM-Bausteins 8155 ausgegeben (vgl. S. 80) und auf einer Leuchtdioden-Anzeige optisch dargestellt (vgl. S. 84).

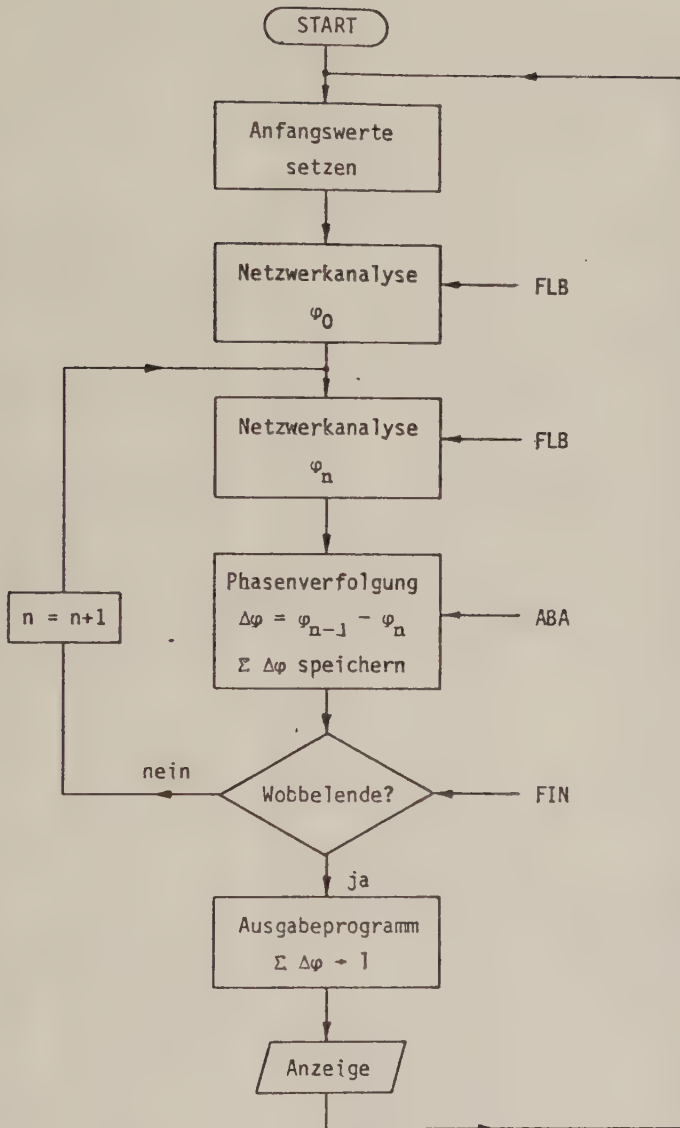
PA7 = Vorzeichen
 PA4 = Einhundert
 PA3...PA0 = Zehner
 PB7...PB4 = Einer
 PB3...PB0 = Zehntel

TABELLE ZUR ARCUSCOSINUSFUNKTION
EPROM-ADRESSEN 0200H-02FFH

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	7C	79	77	76	75	74	72	71	71	70	6F	6E	6D	6D	6C	68
1	68	6A	69	69	68	68	67	66	66	65	65	64	64	63	63	62
2	62	61	61	60	60	5F	5F	5F	5E	5E	5D	5D	5C	5C	5C	5B
3	5B	5A	5A	5A	59	59	58	58	58	57	57	57	56	56	55	55
4	55	54	54	54	53	53	52	52	52	51	51	51	50	50	50	4F
5	4F	4F	4E	4E	4E	4D	4D	4D	4C	4C	4C	48	48	48	4A	4A
6	4A	49	49	49	48	48	48	47	47	47	46	46	46	45	45	45
7	44	44	44	43	43	43	43	42	42	42	41	41	41	40	40	40
8	3F	3F	3F	3E	3E	3E	3D	3D	3D	3C	3C	3C	3C	38	38	38
9	3A	3A	3A	39	39	39	38	38	38	37	37	37	36	36	36	35
A	35	35	34	34	34	33	33	33	32	32	32	31	31	31	30	30
B	30	2F	2F	2F	2E	2E	2E	2D	2D	2D	2C	2C	28	28	28	2A
C	2A	2A	29	29	28	28	28	27	27	26	26	25	25	25	25	24
D	24	23	23	23	22	22	21	21	20	20	20	1F	1F	1E	1E	1D
E	1D	1C	1C	1B	1B	1A	1A	19	19	18	17	17	16	16	15	14
F	14	13	12	12	11	10	0F	0E	0E	0D	0B	0A	09	08	06	03

TABELLE ZUR DUAL-BCD-WANDLUNG
EPROM-ADRESSEN 0300H-03FFH

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	00	01	02	03	04	04	05	06	07	08	09	10	11	11	12	13
1	14	15	16	17	18	18	19	20	21	22	23	24	25	25	26	27
2	28	29	30	31	32	33	33	34	35	36	37	38	39	40	40	41
3	42	43	44	45	46	47	47	48	49	50	51	52	53	54	54	55
4	56	57	58	59	60	61	62	62	63	64	65	66	67	68	69	69
5	70	71	72	73	74	75	76	76	77	78	79	80	81	82	83	83
6	84	85	86	87	88	89	90	91	91	92	93	94	95	96	97	98
7	98	99	00	01	02	03	04	05	05	06	07	08	09	10	11	12
8	13	13	14	15	16	17	18	19	20	20	21	22	23	24	25	26
9	27	27	28	29	30	31	32	33	34	34	35	36	37	38	39	40
A	41	42	42	43	44	45	46	47	48	49	49	50	51	52	53	54
B	55	56	56	57	58	59	60	61	62	63	63	64	65	66	67	68
C	69	70	71	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83
D	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99
E	97	98	99	00	00	01	02	03	04	05	06	07	07	08	09	10
F	11	12	13	14	14	15	16	17	18	19	20	21	21	22	23	24



Flußdiagramm der Entfernungsmessung ohne räumliche Filterung

Unter Benutzung des Netzwerkanalyseprogramms PMOD (vgl. S. 88 ff.) wird die Übertragungsfunktion der Entfernungsmeßstrecke während eines Wobbelvorgangs laufend gemessen und mit Hilfe des Unterprogramms UPE der Gesamtphasenhub bestimmt. Nach Beendigung der Wobbelung wird aus diesem Phasenhub die Entfernung des Reflektors bestimmt und angezeigt.

ENTFERNUNGSMESSUNG OHNE RAEUMLICHE FILTERUNG

D4

INTEL 8085 ASSEMBLER (IACC.01)

0000		ORG 0000H	
0000	310009	LXI SP,0900H	Stackpointer SP initiieren
0003	210000	LXI H,0000H	
0006	E5	PUSH H	Sum ϕ löschen in Stack $00FE+FF$
0007	C08003	CALL PM4	PM4 bestimmt $H, \phi \rightarrow DE$
000A	D5	PUSH D	retten in Stack $00FC+FD$
000B	C08003	SWPD: CALL PM4	PM4 bestimmt $H, \phi \rightarrow DE$
000E	E1	POP H	$HL=H, \phi$
000F	D5	PUSH D	H, ϕ retten in Stack $00FC+FD$
0010	C05703	CALL UPE	Phasenverfolgung
0013	C30800	JMP SWPD	neue Messung
002C		ORG 002CH	
002C	E1	FLB: POP H	FLYBACK-Signal bewirkt über
002D	E1	POP H	RST 5.5 einen Neustart von
002E	28	DCX H	PMOD
002F	28	DCX H	
0030	28	DCX H	Rücksprungsadresse fertig
0031	E9	PCHL	Rücksprung ausführen
0032	00	NOP	Ende der Wobbelung bewirkt
0033	00	NOP	über RST 6.5 Sprung nach FIN
0034	2AFE08	FIN: LHLD 08FEH	$HL = \text{Sum } \phi = \text{Entfernung}$
0037	C06F01	CALL NAUS	Anzeigen der Entfernung
003A	3E1F	MVI A,00011111B	
003C	30	SIM	Maskieren aller Interrupts
003D	C7	RST 0	Neustart: Neuer Wobbelvorgang
0080		ORG 0080H	ROUTINE: ZUR NETZWERKANALYSE
0080	3E0F	PMOD: MVI A,0FH	RAM-Ports auf Ausgabe schalten
0082	D308	OUT 08H	$PC5 \triangleq \text{Dezimalpunkt für Anzeige}$
0084	3E35	MVI A,00110101B	$PC4 \triangleq \text{S\&H für Betrag} = \text{sample}$
0086	D308	OUT 08H	$ZF1 = \text{ein, S\&H} = \text{sample (s.S.88)}$
0088	F8	EI	
0089	3E0C	MVI A,00001100B	$\{ \text{RST 5.5 } \triangleq \text{FLB} = \text{enable}$
008B	30	SIM	$\text{RST 6.5 } \triangleq \text{FIN} = \text{enable}$
008C	3E34	MVI A,00110100B	$\text{S\&H} = \text{hold}$
008E	D308	OUT 08H	ADC = wandeln
0090	3E3C	MVI A,00111100B	
0092	D308	OUT 08H	
0094	3A0080	LDA 8000H	ZF11 abtasten und in B retten
0097	47	MOV B,A	
0098	3E32	MVI A,00110010B	ADC = inaktiv, ZF2 = ein
009A	D308	OUT 08H	
009C	3E3A	MVI A,00111010B	ADC = wandeln
009E	D308	OUT 08H	
00A0	3E35	MVI A,00110101B	ADC = inaktiv, ZF1 = ein,
00A2	D308	OUT 08H	$\text{S\&H} = \text{sample}$
00A4	3A0080	LDA 8000H	ZF21 abtasten und in D retten
00A7	57	MOV D,A	
00A8	3E24	MVI A,00100100B	$\text{S\&H für Betrag} = \text{hold (PC4),}$
00AA	D308	OUT 08H	$\text{S\&H} = \text{hold}$
00AC	3A0040	LDA 4000H	: CHNE A,0F
00AF	320003	STA 0800H	: MESSUNG: 3EFF MVI A,0F
00B2	3E2C	MVI A,00101100B	$\text{M0800} = \text{Betrag 7F MOV A,A}$
00B4	D308	OUT 08H	ADC = wandeln
00B6	3A0080	LDA 8000H	ZF12 abtasten und in C retten
00B9	4F	MOV C,A	
00BA	3E22	MVI A,00100010B	ADC = inaktiv, ZF2 = ein
00BC	D308	OUT 08H	
00BE	3E24	MVI A,00101010B	ADC = wandeln
00C0	D308	OUT 08H	
00C2	3A0080	LDA 8000H	ZF22 abtasten und in E retten
00C5	5F	MOV E,A	
00C6	3E0D	MVI A,00001101B	RST 5.5 $\triangleq$ FLB = disable
00C8	30	SIM	
00C9	3E35	MVI A,00110101B	$\text{S\&H für Betrag} = \text{sample (PC4),}$
00CB	D308	OUT 08H	ADC = inaktiv, ZF1 = ein,
00CD	78	MOV A,E	$\text{S\&H} = \text{sample}$

00CE	E6F0	ANI 0F0H	falls ZF22 > F0 neue Abtastwerte
00D0	FEF0	CPI 0F0H	aufnehmen, da der Betrag zu dicht
00D2	CA8000	JZ PMOD	bei 1 liegt! (arccos-Funktion)
00D5	FE00	CPI 00H	
00D7	CA8000	JZ PMOD	falls ZF22 < 0F neue Abtastwerte
00DA	79	MOV A,C	
00DB	E6F0	ANI 0F0H	
00DD	FEF0	CPI 0F0H	
00DF	CA8000	JZ PMOD	falls ZF12 > F0 neue Abtastwerte
00E2	FE00	CPI 00H	
00E4	CA8000	JZ PMOD	falls ZF12 < 0F neue Abtastwerte
00E7	00	NOP	
00E8	00	NOP	
00E9	00	NOP	
00EA	78	MOV A,B	{ Carry-Bit CY = 0 wenn ZF1 \
00EB	89	CMP C	CY = 1 wenn ZF1 /
00EC	69	MOV L,C	L = ZF12
00ED	2604	MVI H,04H:ARCCOS-KOPF	C = arccos(ZF12)
00EF	4E	MOV C,M	springe falls ZF1 /
00F0	DAFD00	JC MX1	CY = 0 wenn ZF2 \
00F3	7A	MOV A,D	CY = 1 wenn ZF2 /
00F4	88	CMP E	
00F5	6B	MOV L,E	L = ZF22
00F6	5E	MOV E,M	E = arccos(ZF22)
00F7	DA0901	JC M10	springe falls ZF2 / und ZF1 \
00FA	C30F01	JMP M00	springe falls ZF2 / und ZF1 \
00FD	7A	MOV A,D	CY = 0 wenn ZF2 \
00FE	88	CMP E	CY = 1 wenn ZF2 /
00FF	6B	MOV L,E	L = ZF22
0100	5E	MOV E,M	E = arccos(ZF22)
0101	DA1401	JC M11	springe falls ZF2 / und ZF1 /
0104	79	MOV A,C	
0105	83	ADD E	$\phi = C + E^{\pm} \arccos(ZF1) + \arccos(ZF2)$
0106	C31601	JMP EA	
0109	79	MOV A,C	
010A	83	ADD E	$\phi = C + E^{\pm} [\arccos(ZF1) + \arccos(ZF2)]$
010B	2F	CMA	
010C	C31601	JMP EA	
010F	78	MOV A,E	
0110	91	SUB C	$\phi = E - C^{\pm} \arccos(ZF2) - \arccos(ZF1)$
0111	C31601	JMP EA	
0114	79	MOV A,C	
0115	93	SUB E	$\phi = C - E^{\pm} \arccos(ZF1) - \arccos(ZF2)$
0116	210008	EA: LXI H,0800H	
0119	56	MOV D,M	D = Betrag
011A	5F	MOV E,A	E = Phase ϕ
011B	C9	RET	Rücksprung
016F		ORG 016FH	ROUTINE ZUR ENTFERNUNGSANZEIGE
016F	7C	MOV A,H	(Phasensumme wird Dual $\rightarrow$ BCD gewandelt)
0170	E680	ANI 80H	MSB der Phasensumme untersuchen
0172	F5	PUSH PSW	(gibt an, ob Entf. pos. oder neg.)
0173	CA8001	JZ AUS	springe falls Entfernung positiv
0176	7C	MOV A,H	
0177	2F	CMA	falls Entfernung negativ ist,
0178	67	MOV H,A	bilde das Zweierkomplement
0179	7D	MOV A,L	
017A	2F	CMA	
017B	6F	MOV L,A	der Phasensumme
017C	110100	LXI D,0001H	
017F	19	DAD D	
0180		ORG 0180H	
0180	0610	MVI B,10H	Zähler = 16
0182	110000	LXI D,0000H	DE löschen
0185	F5	PUSH PSW	CY = 10m retten in Stack
0186	29	DAD H	schiebt HL nach links, CY $\hat{=}$ MSB
0187	D28B01	JNC AUS1	
018A	1C	INR E	schiebt MSB von HL ins LSB von DE
018B	05	DCR B	Zähler dekrementieren
018C	CABE01	JZ AU5E	bei Zähler=0 ist Ende der Wandlung
018F	F1	POP PSW	Stackpointer SP inkrementieren

```

0190 7B      MOV A,E
0191 E60F    ANI 0FH
0193 FE05    CPI 05H
0195 DA9801  JC AUS2
0198 1C      INR E
0199 1C      INR E
019A 1C      INR E
0198 7B      AUS2: MOV A,E
019C FE50    CPI 50H
019E DAA401  JC AUS3
01A1 C630    ADI 30H
01A3 5F      MOV E,A
01A4 7A      AUS3: MOV A,D
01A5 E60F    ANI 0FH
01A7 FE05    CPI 05H
01A9 DAAF01  JC AUS4
01AC 14      INR D
01AD 14      INR D
01AE 14      INR D
01AF 7A      AUS4: MOV A,D
0180 FE50    CPI 50H
0182 DAB801  JC AUS5
0185 C630    ADI 30H
0187 57      MOV D,A
0188 EB      AUS5: XCHG
0189 29      DAD H
018A EB      XCHG
0188 C38501  JMP AUS0
018E EB      AUS6: XCHG
018F F1      POP PSW
01C0 D2C501  JNC AUS6
01C3 1610    MVI D,10H
01C5 7C      AUS6: MOV A,H
01C6 1F      RAR
01C7 1F      RAR
01C8 1F      RAR
01C9 1F      RAR
01CA E60F    ANI 0FH
01CC 82      ADD D
01CD 29      DAD H
01CE 29      DAD H
01CF 29      DAD H
01D0 29      DAD H
01D1 6C      MOV L,H
01D2 67      MOV H,A
01D3 F1      POP PSW
01D4 84      ADD H
01D5 00      NOP
01D6 00      NOP
01D7 00      NOP
01D8 D309    OUT 09H
01DA 7D      MOV A,L
01DB D30A    OUT 0AH
01DD C9      RET
0357 7D      UPE: MOV A,L
0358 93      SUB E
0359 4F      MOV C,A
035A 0600    MVI 8,00H
035C F26003  JP LUPE0
035F 05      DCR B
0360 2AFE08   LUPE0: LHLD 08FEH
0363 20      RIM
0364 E540     ANI 40H
0366 CA7303  JZ AUF
0369 79      AB:  MOV A,C
036A 2F      CMA
036B 4F      MOV C,A
036C 73      MOV A,B
036D 2F      CMA
036E 47      MOV B,A

```

Test der 4 LSB von E

falls ≥ 5 dann 3 addieren

Test der 4 MSB von E

falls ≥ 5 dann 3 addieren

Test der 4 LSB von D

falls ≥ 5 dann 3 addieren

Test der 4 MSB von D

falls ≥ 5 dann 3 addieren

schiebt DE nach links

weiter wandeln!

BCD-Entfernung in CY und HL
CY $\hat{=}$ 10m - Stelle

D = 10 falls Entfernung 10m

4 MSB von H in die 4 LSB
von H rotieren

4 LSB von H $\hat{=}$ Einer Meter
zu D addieren

	H		L	
	MSN	LSN	MSN	LSN
HL $\hat{=}$	dm	cm	mm	0000
L $\hat{=}$	dm	cm		
H $\hat{=}$	10m	m		

(N=Nibble $\hat{=}$ 4 Bit)

MSB von A $\hat{=}$ VZ der Entfernung
A $\hat{=}$ 10m m mit MSB von A $\hat{=}$ VZ

Ausgabe der Meter-Stellen und VZ

Ausgabe der dm- und cm-Stellen
Rücksprung ins Hauptprogramm

ROUTINE ZUR PHASENVERFOLGUNG

$\Delta\phi = \phi_0 - \phi_1$

C = $\Delta\phi$

B löschen

springe falls $\Delta\phi < 180^\circ$

B = -1

HL = alte Summe ϕ

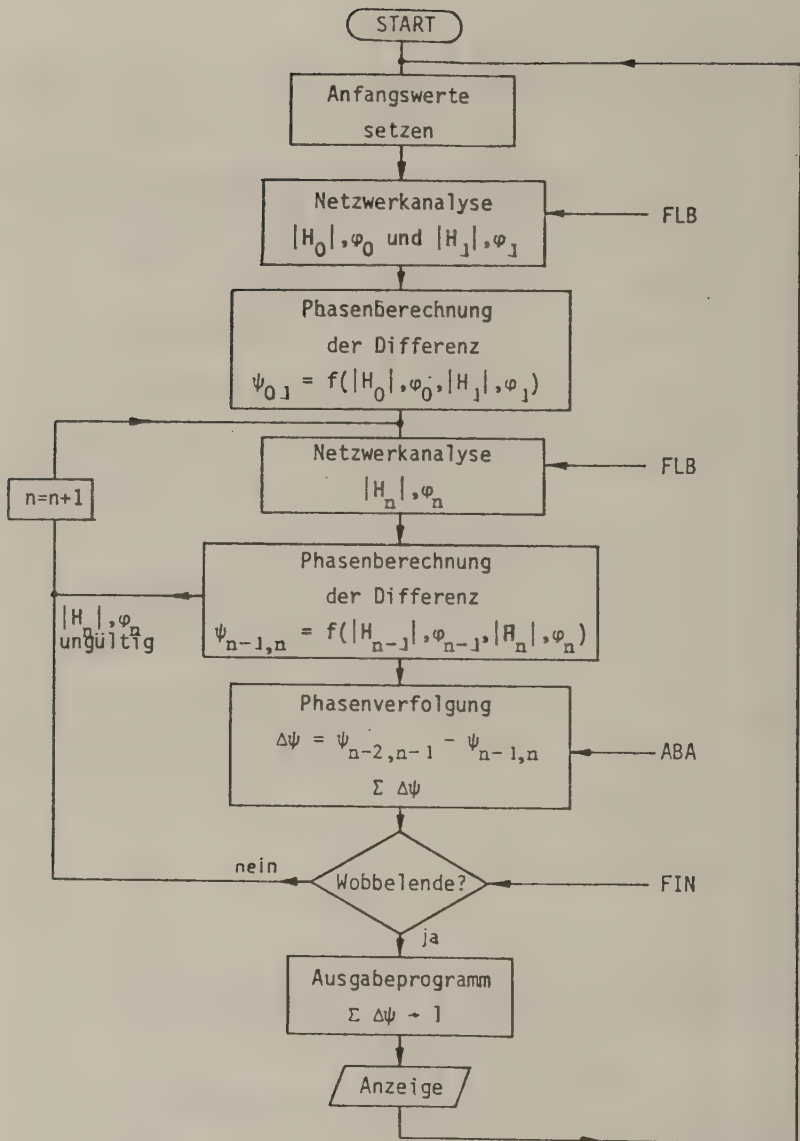
INT 7.5 $\hat{=}$ ABA gibt Wobbelsinn an
springe falls ABA = 0 (aufwobbeln)

falls ABA = 1 (abwobbeln)

Bildung des Zweierkomplementes
von BC vorbereiten

036F	110100	LXI D,0001H	
0372	19	DAD D	
0373	09	AUF: DAD B	Summe ϕ = alte Summe $\phi \pm \Delta\phi$
0374	22FE08	SHLD 08FEH	Summe ϕ retten in Stack 08FE+FF
0377	3E0D	MVI A,0DH	RST 6.5 $\hat{=}$ FIN = enable
0379	30	SIM	abwarten ob Wobbelende
037A	00	NOP	
037B	00	NOP	
037C	C9	RET	sonst Rücksprung ins Hauptprogramm
0380	210000	PM4: LXI H,0000H	ROUTINE ZUR MITTELUNG VON
0383	1604	MVI D,04H	4 NETZWERKANALYSEWERTEN
0385	E5	PUSH H	Amplitudensumme löschen
0386	D5	PUSH D	Zähler = 4
0387	E5	PUSH H	Phasensumme löschen
0388	CD8000	P1: CALL PMOD	NETZWERKANALYSE
038B	48	MOV C,E	C = Phase
038C	42	MOV B,D	B = Betrag
038D	E1	POP H	HL = Phasensumme
038E	D1	POP D	D = Zähler, E = $\phi\phi$ oder 8 ϕ
038F	7A	MOV A,D	
0390	FE04	CPI 04H	erster Phasenwert ?
0392	C29F03	JNZ P2	springe falls nicht erster Phasenwert
0395	79	MOV A,C	
0396	E6C0	ANI 0C0H	
0398	1E00	MVI E,00H	E = $\phi\phi$ falls $90^\circ \leq$ erster Phasenwert $< 270^\circ$
039A	E29F03	JPO P2	E = 8 ϕ falls $270^\circ \leq$ erster Phasenwert $< 90^\circ$
039D	1E80	MVI E,80H	
039F	79	P2: MOV A,C	
03A0	83	ADD E	Phase = Phase + E
03A1	4F	MOV C,A	
03A2	78	MOV A,B	A = Betrag
03A3	0600	MVI B,00H	
03A5	09	DAD B	HL = neue Phasensumme
03A6	15	DCR D	Zähler dekrementieren
03A7	C1	POP B	BC = Betragssumme
03A8	E5	PUSH H	Stack = neue Phasensumme
03A9	2600	MVI H,00H	
03AB	6F	MOV L,A	HL = Betrag
03AC	09	DAD B	HL = neue Betragssumme
03AD	E3	XTHL	Betragssumme und Phasensumme vertauschen.
03AE	D5	PUSH D	Zähler und E in Stack retten
03AF	E5	PUSH H	neue Phasensumme in Stack retten
03B0	C28803	JNZ P1	nächste MVA falls Zähler $\neq \phi$
03B3	E1	POP H	sonst HL = Phasensumme
03B4	D1	POP D	DE = Zähler und E
03B5	78	MOV A,E	
03B6	A7	ANA A	Zero-Flag $\hat{=}$ Inhalt von E setzen
03B7	29	DAD H	
03B8	29	DAD H	
03B9	29	DAD H	
03BA	29	DAD H	
03BB	29	DAD H	Phasensumme 6 mal nach links schieben
03BC	29	DAD H	
03BD	00	NOP	
03BE	CAC503	JZ P3	springe falls E = $\phi\phi$
03C1	010080	LXI B,8000H	sonst addiere 180° zur
03C4	09	DAD B	gemittelten Phase
03C5	5C	P3: MOV E,H	E = gemittelte Phase
03C6	E1	POP H	HL = Betragssumme
03C7	29	DAD H	
03C8	29	DAD H	
03C9	29	DAD H	
03CA	29	DAD H	
03CB	29	DAD H	Betragssumme 6 mal nach links schieben
03CC	29	DAD H	
03CD	00	NOP	
03CE	54	MOV D,H	D = gemittelter Betrag
03CF	C9	RET	Rücksprung ins Hauptprogramm

END



Flußdiagramm der Entfernungsmessung mit räumlicher
Filterung

Dieses Programm bestimmt die Phase und den Betrag der Übertragungsfunktion der Entfernungsmessstrecke als Funktion der Frequenz und führt zusätzlich eine räumliche Filterung zur Reduktion von Störreflexionen durch. Dazu wird während eines Wobbelvorgangs laufend die Phase des Differenzvektors jeweils zweier benachbarter Werte der Übertragungsfunktion der Entfernungsmessstrecke berechnet und aufsummiert. Nach Beendigung eines Wobbelvorgangs wird daraus die Entfernung des Hauptreflektors bestimmt und angezeigt. ENTERNUNGSMESSUNG MIT RAEUMLICHER FILTERUNG R4

INTEL 8085 ASSEMBLER (183A.01)

0000			ORG 0000H	
0000	310009		LXI SP,0900H	Stackpointer SP initialisieren
0003	210000		LXI H,0000H	$\Sigma \Delta \psi$ löschen in Stack 08FE+FF
0006	E5		PUSH H	
0007	CD8003		CALL PM4	PM4 bestimmt $H_1, \phi_1 \rightarrow DE$
000A	D5		PUSH D	retten in Stack 08FC+FD
000B	CD8003		CALL PM4	PM4 bestimmt $H_1, \phi_1 \rightarrow DE$
000E	E1		POP H	$HL = H_1, \phi_1$
000F	D5		PUSH D	H_1, ϕ_1 retten in Stack 08FC+FD
0010	CDFD01		CALL ATAN	berechnet Differenzphase $\psi_{01} \rightarrow A$
0013	210108		LXI H,0801H	
0016	77		MOV M,A	$M0801 = \psi_{01}$
0017	23		INX H	
0018	77		MOV M,A	$M0802 = \psi_{01}$
0019	23		INX H	
001A	AF		XRA A	
001B	77		MOV M,A	$M0803 \triangleq$ FLIP löschen
001C	CD8003	SWP:	CALL PM4	PM4 bestimmt $H_1, \phi_2 \rightarrow DE$
001F	E1		POP H	$HL = H_1, \phi_1$
0020	D5		PUSH D	H_1, ϕ_2 retten in Stack 08FC+FD
0021	CDFD01		CALL ATAN	berechnet Differenzphase $\psi_{02} \rightarrow A$
0024	CD4003		CALL DLUPE	Differenzphasen-Verfolgung
0027	C31C00		JMP SWP	neue Messung während SWEEP
002A	00		NOP	
002B	00		NOP	
002C			ORG 002CH	
002C	E1	FLB:	POP H	FLYBACK-Signal bewirkt über
002D	E1		POP H	RST 5.5 einen Neustart von
002E	2B		DCX H	PMOD
002F	2B		DCX H	
0030	2B		DCX H	Rücksprungadresse fertig
0031	E9		PCHL	Rücksprung ausführen
0032	00		NOP	Ende der Wobbelung bewirkt
0033	00		NOP	über RST 6.5 Sprung nach FIN
0034	2AFE08	FIN:	LHLD 08FEH	$HL = \Sigma \Delta \psi \triangleq$ Entfernung
0037	CD6401		CALL NAUS	Anzeigen der Entfernung
003A	3E1F		MVI A,00011111B	
003C	30		SIM	Maskieren aller Interrupts
003D	C7		RST 0	Neustart: Neuer Wobbelvorgang
003E	00		NOP	
003F	00		NOP	
0040			ORG 0040H	DUALE MULTIPLIKATIONSROUTINE
0040	0600	MULT:	MVI B,0	
0042	1E09		MVI E,9	$D \times C \rightarrow BC$
0044	79	MULT0:	MOV A,C	
0045	1F		RAR	
0046	4F		MOV C,A	
0047	1D		DCR E	
0048	C3		RZ	
0049	78		MOV A,B	
004A	024E00		JNC MULT1	
004D	82		ADD D	
004E	1F	MULT1:	RAR	
004F	47		MOV B,A	
0050	C34400		JMP MULT0	
0053			ORG 0053H ROUTINE	ZUR DIFFERENZPHASEN-VERFOLGUNG
0053	57	LUPE:	MOV D,A	$D = \psi_{02}$
0054	210108		LXI H,0801H	$C = \psi_{01}$
0057	4E		MOV C,M	
0058	23		INX H	
0059	7E		MOV A,M	$A = \psi_{01}$
005A	72		MOV M,D	$M0802 = \psi_{02}$
005B	92		SUB D	$\Delta \psi_1 = \psi_{01} - \psi_{02}$
005C	E6C0		ANI 0C0H	2 MSB untersuchen, setzt Parity
005E	23		INX H	
005F	7E		MOV A,M	$A =$ FLIP (Kriterium für partiell rücklaufende Frequenz)

0060	EA6500	JPE FLIP	bei Parity even keine Änderung v.
0063	C680	ADI 80H	sonst FLIP = FLIP + 180°
0065	77	MOV M,A	M0803 = FLIP
0066	82	ADD D	$\psi_{12} = \text{FLIP} + \psi_{12}$
0067	28	DCX H	
0068	28	DCX H	
0069	77	MOV M,A	M0801 = ψ_{12}
006A	79	MOV A,C	A = ψ_{01}
006B	96	SUB M	$\Delta\psi_1 = \psi_{01} - \psi_{12}$
006C	4F	MOV C,A	C = $\Delta\psi_1$
006D	0600	MVI B,00H	B = 0
006F	F27300	JP LUPE0	springe falls $\Delta\psi_1 < 180^\circ$
0072	05	DCR B	B = -1
0073	2AFE08	LUPE0: LHLD 08FEH	HL = altes $\Sigma\Delta\psi$
0076	09	DAD B	$\Sigma\Delta\psi = \text{altes } \Sigma\Delta\psi \pm \Delta\psi_1$
0077	22FE08	SHLD 08FEH	$\Sigma\Delta\psi$ retten in Stack 08FE+FF
007A	3E0D	MVI A,00H	
007C	30	SIM	RST 6.5 = FIN = enable
007D	00	NOP	abwarten ob Wobbelende
007E	00	NOP	
007F	C9	RET	sonst Rücksprung ins Hauptprogramm
0080		ORG 0080H ROUTINE	ZUR NETZWERKANALYSE
0080	3E0F	MVI A,0FH	RAM-Ports auf Ausgabe schalten
0082	D308	OUT 08H	PC5 = Dezimalpunkt für Anzeige
0084	3E35	MVI A,00110101B	PC4 = S&H für Betrag = sample
0086	D308	OUT 08H	ZF1 = ein, S&H = sample (s.S.88)
0088	F8	EI	
0089	3E0C	MVI A,00001100B	RST 5.5 = FLB = enable
008A	30	SIM	RST 6.5 = FIN = enable
008C	3E34	MVI A,00110100B	S&H = hold
008E	D308	OUT 08H	
0090	3E3C	MVI A,00111100B	ADC = wandeln
0092	D308	OUT 08H	
0094	3A0080	LDA 8000H	ZF11 abtasten und in B retten
0097	47	MOV B,A	
0098	3E32	MVI A,00110010B	ADC = inaktiv, ZF2 = ein
009A	D308	OUT 08H	
009C	3E3A	MVI A,00111010B	ADC = wandeln
009E	D308	OUT 08H	
00A0	3E35	MVI A,00110101B	ADC = inaktiv, ZF1 = ein,
00A2	D308	OUT 08H	S&H = sample
00A4	3A0080	LDA 8000H	ZF21 abtasten und in D retten
00A7	57	MOV D,A	
00A8	3E24	MVI A,00100100B	S&H für Betrag = hold (PC4),
00AA	D308	OUT 08H	S&H = hold
00AC	3A0040	LDA 4000H	: OHNE AMPL.-MESSUNG: 3EFF MVI A,
00AF	320008	STA 0800H	: M0800 = Betrag 7F MOV A,
00B2	3E2C	MVI A,00101100B	ADC = wandeln
00B4	D308	OUT 08H	
00B6	3A0080	LDA 8000H	ZF12 abtasten und in C retten
00B9	4F	MOV C,A	
00BA	3E22	MVI A,00100010B	ADC = inaktiv, ZF2 = ein
00BC	D308	OUT 08H	
00BE	3E2A	MVI A,00101010B	ADC = wandeln
00C0	D308	OUT 08H	
00C2	3A0080	LDA 8000H	ZF22 abtasten und in E retten
00C5	5F	MOV E,A	
00C6	3E0D	MVI A,00001101B	RST 5.5 = FLB = disable
00C8	30	SIM	
00C9	3E35	MVI A,00110101B	S&H für Betrag = sample (PC4),
00CB	D308	OUT 08H	ADC = inaktiv, ZF1 = ein,
00CD	78	MOV A,E	S&H = sample
00CE	E6F0	ANI 0F0H	falls ZF22 > F0, Wertepaare ZF11
00D0	FEF0	CPI 0F0H	und ZF21+ZF22 vertauschen
00D2	CA2001	JZ NV	
00D5	FE00	CPI 00H	falls ZF22 < 0F, Wertepaare
00D7	CA2001	JZ NV	vertauschen
00DA	79	MOV A,C	
00DB	E6F0	ANI 0F0H	falls ZF12 > F0, Wertepaare
00DD	FEF0	CPI 0F0H	vertauschen

00DF	CA2001	JZ NV	
00E2	FE00	CPI 00H	falls ZP12 < 0F, Wertepaare
00E4	CA2001	JZ NV	vertauschen
00E7	00	NOP	
00E8	00	NOP	
00E9	00	NOP	
00EA	78	MOV A,B	{ Carry-Bit CY = 0 wenn ZP1 >
00EB	89	CMP C	CY = 1 wenn ZP1 >
00EC	69	MOV L,C	L = ZF12
00ED	2604	MVI H,04H:ARCCOS-KOPF	C = arccos(ZF12)
00EF	4E	MOV C,M	springe falls ZF1 <
00F0	DAFD00	JC MX1	{ CY = 0 wenn ZF2 >
00F3	7A	MOV A,D	CY = 1 wenn ZF2 >
00F4	8B	CMP E	L = ZF22
00F5	68	MOV L,E	E = arccos(ZF22)
00F6	5E	MOV E,M	springe falls ZF2 < und ZF1 <
00F7	DA0901	JC M10	springe falls ZF2 < und ZF1 <
00FA	C30F01	JMP M00	{ CY = 0 wenn ZF2 <
00FD	7A	MOV A,D	CY = 1 wenn ZF2 <
00FE	8B	CMP E	L = ZF22
00FF	68	MOV L,E	E = arccos(ZF22)
0100	5E	MOV E,M	springe falls ZF2 < und ZF1 <
0101	DA1401	JC M11	φ = C+E ≙ arccos(ZF1)+arccos(ZF2)
0104	79	MOV A,C	φ = C+E ≙ [arccos(ZF1)+arccos(ZF2)]
0105	83	ADD E	
0106	C31601	JMP EA	
0109	79	MOV A,C	
010A	83	ADD E	
010B	2F	CMA	
010C	C31601	JMP EA	
010F	78	MOV A,E	φ = E-C ≙ arccos(ZF2)-arccos(ZF1)
0110	91	SUB C	
0111	C31601	JMP EA	
0114	79	MOV A,C	φ = C-E ≙ arccos(ZF1)-arccos(ZF2)
0115	93	SUB E	
0116	210008	EA: LXI H,0800H	D = Betrag
0119	56	MOV D,M	E = Phase φ
011A	5F	MOV E,A	Rücksprung
011B	C9	RET	VERTAUSCHEN DER WERTEPAARE
0120		ORG 0120H	
0120	7A	MOV A,D	
0121	06F0	ANI 0F0H	falls ZP21 ≥ F0, neue Abtastwerte
0123	FEF0	CPI 0F0H	aufnehmen, da Betrag zu dicht bei ↑
0125	CA8000	JZ PMOD	
0128	FE00	CPI 00H	falls ZP21 ≤ 0F, neue Abtastwerte
012A	CA8000	JZ PMOD	
012D	78	MOV A,B	
012E	06F0	ANI 0F0H	
0130	FEF0	CPI 0F0H	falls ZP11 ≥ F0, neue Abtastwerte
0132	CA8000	JZ PMOD	
0135	FE00	CPI 00H	falls ZP11 ≤ 0F, neue Abtastwerte
0137	CA8000	JZ PMOD	
013A	78	MOV A,B	Vertauschung von ZF11 und ZF12
013B	41	MOV S,C	
013C	4F	MOV C,A	
013D	7A	MOV A,D	
013E	53	MOV D,E	Vertauschung von ZF21 und ZF22
013F	5F	MOV E,A	
0140	79	MOV A,C	{ Carry- Bit CY = 0, wenn ZF1 >
0141	89	CMP 3	CY = 1, wenn ZF1 >
0142	69	MOV L,C	L = ZF11
0143	2604	MVI H,04H:ARCCOS-KOPF	C = arccos(ZF11)
0145	4E	MOV C,M	springe falls ZF1 <
0146	DAFD00	JC MX1	{ CY = 0, wenn ZF2 >
0149	78	MOV A,E	CY = 1, wenn ZF2 >
014A	8A	CMP D	L = ZF21
014B	68	MOV L,E	E = arccos(ZF21)
014C	5E	MOV E,M	springe falls ZF2 < und ZF1 <
014D	DA0901	JC M10	springe falls ZF2 < und ZF1 <
0150	C30F01	JMP M00	

0153	00		NOP	
0154	00		NOP	
0155	00		NOP	
0156	00		NOP	
0157	00		NOP	
0158	00		NOP	
0159	00		NOP	
015A	00		NOP	
015B	00		NOP	Raum für "patches"
015C	00		NOP	
015D	00		NOP	
015E	00		NOP	
015F	00		NOP	
0160	00		NOP	
0161	00		NOP	
0162	00		NOP	
0163	00		NOP	
0164			ORG 0164H	ROUTINE ZUR ENTFERNUNGSANZEIGE
0164	7C	NAUS:	MOV A,H	(auch negativer Entfernungen)
0165	44		MOV B,H	2 MSB von Z'V' untersuchen:
0166	07		RLC	setzt Zero-Flag und Carry-Flag
0167	A0		ANA B	Zero-Flag gibt an, ob
0168	E680		ANI 80H	Entfernung positiv oder
016A	F5		PUSH PSW	negativ ist
016B	7C		MOV A,H	
016C	1F		RAR	
016D	67		MOV H,A	
016E	7D		MOV A,L	Division der Entfernung durch 2
016F	1F		RAR	
0170	6F		MOV L,A	
0171	F1		POP PSW	
0172	F5		PUSH PSW	
0173	CA8001		JZ AUS	springe falls Entfernung positiv
0176	7C		MOV A,H	
0177	2F		CMA	
0178	67		MOV H,A	falls Entfernung negativ ist,
0179	7D		MOV A,L	bilde das Zweierkomplement
017A	2F		CMA	der Phasensumme
017B	6F		MOV L,A	
017C	110100		LXI D,0001H	
017F	19		DAD D	
0180			ORG 0180H	
0180	0610	AUS:	MVI B,10H	Zähler = 16
0182	110000		LXI D,0000H	DE löschen
0185	F5	AUS0:	PUSH PSW	CY = 10m retten in Stack
0186	29		DAD H	schiebt HL nach links, CY = MSB
0187	D28801		JNC AUS1	
018A	1C		INR E	
018B	05	AUS1:	OCR B	schiebt MSB von HL ins LSB von D
018C	CABE01		JZ AUS2	Zähler dekrementieren
018F	F1		POP PSW	bei Zähler=0 ist Ende der Wandlung
0190	7B		MOV A,E	Stackpointer SP inkrementieren
0191	E60F		ANI 0FH	
0193	FE05		CPI 05H	Test der 4 LSB von E
0195	DA9801		JC AUS2	
0193	1C		INR E	falls >5 dann 3 addieren
0199	1C		INR E	
019A	1C		INR E	
019B	7B	AUS2:	MOV A,E	
019C	FE50		CPI 50H	Test der 4 MSB von E
019E	DAA401		JC AUS3	falls >5 dann 3 addieren
01A1	C630		ADI 30H	
01A3	5F		MOV E,A	
01A4	7A	AUS3:	MOV A,D	
01A5	E60F		ANI 0FH	Test der 4 LSB von D
01A7	FE05		CPI 05H	
01A9	DAAF01		JC AUS4	falls >5 dann 3 addieren

```

01AC 14 INR D
01AD 14 INR D
01AE 14 INR D
01AF 7A AUS4: MOV A,D
01B0 FE50 CPI 50H
01B2 DAB801 JC AUS5
01B5 C630 ADI 30H
01B7 57 MOV D,A
01B8 EB AUS5: XCHG
01B9 29 DAD H
01BA EB XCHG
01BB C38501 JMP AUS0
01BE EB AUS6: XCHG
01BF F1 POP PSW
01C0 D2C501 JNC AUS6
01C3 1610 MVI D,10H
01C5 7C AUS6: MOV A,H
01C6 1F RAR
01C7 1F RAR
01C8 1F RAR
01C9 1F RAR
01CA E60F ANI 0FH
01CC 82 ADD D
01CD 29 DAD H
01CE 29 DAD H
01CF 29 DAD H
01D0 29 DAD H
01D1 6C MOV L,H
01D2 67 MOV H,A
01D3 F1 POP PSW
01D4 84 ADD H
01D5 00 NOP
01D6 00 NOP
01D7 00 NOP
01D8 D309 OUT 09H
01DA 7D MOV A,L
01DB D30A OUT 0AH
01DD C9 RET
01FD 220408 ATAN: ORG 01FDH
0200 05 SHLD 0804H
0201 E5 PUSH D
0202 2605 PUSH H
0204 68 MVI H,05H: SIN-KOPF
0205 7E MOV L,E
0206 F5 MOV A,M
0207 E67F PUSH PSW
0209 4F ANI 7FH
020A CD4000 MOV C,A
0200 F1 CALL MULT
020E A7 POP PSW
020F F21602 ANA A
0212 78 JP AT1
0213 C680 MOV A,B
0215 47 ADI 30H
0216 E1 MOV B,A
0217 E5 POP H
0218 C5 PUSH H
0219 54 PUSH B
021A 2605 MOV D,H
021C 7E MVI H,05H: SIN-KOPF
021D F5 MOV A,M
021E E67F PUSH PSW
0220 4F ANI 7FH
0221 CD4000 MOV C,A
0224 F1 CALL MULT
0225 A7 POP PSW
0226 F22D02 ANA A
0229 78 JP AT2
022A C680 MOV A,B
        ADI 80H

```

Test der 4 MSB von D
falls ≥ 50 dann 30 addieren

schiebt DE nach links
weiter wandeln!
BCD-Entfernung in CY und HL
CY $\hat{=}$ 10m - Stelle

D = 10 falls Entfernung 10m

4 MSB von H in die 4 LSB
von H rotieren

4 LSB von H $\hat{=}$ Einer Meter
zu D addieren

	H		L	
	MSB	LSB	MSB	LSB
HL $\hat{=}$	dm	cm	mm	0000
L $\hat{=}$	dm	cm	(N=Nibble=4 Bit)	
H $\hat{=}$	10m	m		

MSB von A $\hat{=}$ VZ der Entfernung
A $\hat{=}$ 10m m mit MSB von A $\hat{=}$ VZ

Ausgabe der Meter-Stellen und VZ

Ausgabe der dm- und cm-Stellen
Rücksprung ins Hauptprogramm
ROUTINE ZUR VERFOLGENDEN SUBTRAKTION

H₁, ϕ_1 retten in Stack 08F4+05
H₂, ϕ_2 retten in Stack 08F6+F9
H₃, ϕ_3 retten in Stack 08F6+F7
L = ϕ_1
A = sin ϕ_1
retten in Stack 08F4+F5
|sin ϕ_1 |, VZ gelöscht

BC = H₂ / sin ϕ_2
MSB von A $\hat{=}$ VZ von Produkt
setzt Sign-Flag = VZ

BC = H₂ · sin ϕ_2 mit MSB $\hat{=}$ VZ
HL = H₁, ϕ_1
H₁, ϕ_1 retten in Stack 08F6+F7
H₂, ϕ_2 retten in Stack 08F4+F5
D = H₁
A = sin ϕ_1
retten in Stack 08F2+F3
|sin ϕ_1 |, VZ gelöscht

BC = H₁ / (sin ϕ_1)
MSB von A $\hat{=}$ VZ von Produkt
setzt Sign-Flag = VZ

022C	47	MOV B,A	BC = $H_1 \cdot \sin \phi$, mit MSB $\hat{=}$ VZ
022D	50	MOV D,B	
022E	59	MOV E,C	DE = $H_1 \cdot \sin \phi$, mit MSB $\hat{=}$ VZ
022F	CD F002	CALL VZDIZ	dividiert $H_1 \cdot \sin \phi$, durch 2,
0232	48	MOV C,E	weiterhin mit MSB $\hat{=}$ VZ
0233	42	MOV B,D	
0234	D1	POP D	DE = $H_1 \cdot \sin \phi$, mit MSB = VZ
0235	CD F002	CALL VZDIZ	dividiert $H_1 \cdot \sin \phi$, durch 2
0238	CD 0003	CALL VZSUB	BC = $H_1 \cdot \sin \phi - H_2 \cdot \sin \phi$, MSB $\hat{=}$ VZ
023B	D1	POP D	DE = $H_1 \cdot \sin \phi$
023C	E1	POP H	HL = $H_1 \cdot \sin \phi$
023D	C5	PUSH B	$H_1 \cdot \sin \phi - H_2 \cdot \sin \phi := Z$ retten
023E	D5	PUSH D	$H_1 \cdot \sin \phi$ retten in Stack $\phi 8F6+F7$
023F	54	MOV D,H	D = H_2
0240	2606	MVI H,06H: COS-KOPF	
0242	7E	MOV A,M	A = $\cos \phi$
0243	F5	PUSH PSW	$\cos \phi$ retten in Stack $\phi 8F4+F5$
0244	E67F	ANI 7FH	($\cos \phi$), VZ gelöscht
0246	4F	MOV C,A	
0247	CD 4000	CALL MULT	BC = $H_2 : / \cos \phi$
024A	F1	POP PSW	MSB von A $\hat{=}$ VZ von Produkt
024B	A7	ANA A	setzt Sign-Flag = VZ
024C	F25302	JP AT6	
024F	78	MOV A,B	
0250	C680	ADI 80H	BC = $H_2 \cdot \cos \phi$, mit MSB $\hat{=}$ VZ
0252	47	MOV B,A	HL = $H_2 \cdot \cos \phi$
0253	E1	POP H	$H_2 \cdot \cos \phi$ retten in Stack $\phi 8F6+F7$
0254	C5	PUSH B	D = H_1
0255	54	MOV D,H	
0256	2606	MVI H,06H: COS-KOPF	
0258	7E	MOV A,M	A = $\cos \phi$
0259	F5	PUSH PSW	$\cos \phi$ retten in Stack $\phi 8F4+F5$
025A	E67F	ANI 7FH	($\cos \phi$), VZ gelöscht
025C	4F	MOV C,A	
025D	CD 4000	CALL MULT	BC = $H_1 : / \cos \phi$
0260	F1	POP PSW	MSB von A $\hat{=}$ VZ von Produkt
0261	A7	ANA A	setzt Sign-Flag = VZ
0262	F26902	JP AT7	
0265	78	MOV A,B	
0266	C680	ADI 80H	BC = $H_1 \cdot \cos \phi$, mit MSB $\hat{=}$ VZ
0268	47	MOV B,A	DE = $H_1 \cdot \cos \phi$, mit MSB $\hat{=}$ VZ
0269	50	MOV D,B	dividiert $H_1 \cdot \cos \phi$, durch 2
026A	59	MOV E,C	
026B	CD F002	CALL VZDIZ	
026E	48	MOV C,E	
026F	42	MOV B,D	
0270	D1	POP D	DE = $H_1 \cdot \cos \phi$, mit MSB $\hat{=}$ VZ
0271	CD F002	CALL VZDIZ	dividiert $H_1 \cdot \cos \phi$, durch 2
0274	CD 0003	CALL VZSUB	BC = $H_1 \cdot \cos \phi - H_2 \cdot \cos \phi := N$, MSB $\hat{=}$ VZ
0277	79	MOV A,C	
0279	17	RAL	Nenner N nach links schieben, Carry-Bit $\hat{=}$ VZ
0279	4F	MOV C,A	
027A	78	MOV A,B	
027B	17	RAL	
027C	47	MOV B,A	
027D	D1	POP D	DE = Zähler Z
027E	2607	MVI H,07H: ARCTAN-KOPF	
0280	DA9502	JC ATXN	springe falls N negativ ist
0283	7B	MOV A,E	falls N positiv ist, Zähler Z mit 2 multiplizieren und das VZ eliminieren
0284	17	RAL	
0285	5F	MOV E,A	
0286	7A	MOV A,D	
0287	17	RAL	
0288	57	MOV D,A	
0289	DA9002	JC ATNP	springe falls Z negativ und N positiv
028C	CD AE02	CALL ARDI	$\gamma_{12} = \arctan Z/N $
028F	C9	RET	
0290	CD AE02	CALL ARDI	$\gamma_{12} = -\arctan Z/N $
0293	2F	CMA	
0294	C9	RET	

0295	7B	ATXN:	MOV A,E	}	falls N negativ ist, Zähler Z mit 2 multiplizieren und das VZ eliminieren
0296	17		RAL		
0297	5F		MOV E,A		
0298	7A		MOV A,D		
0299	17		RAL		
029A	57		MOV D,A	}	springe falls Z negativ und N negativ
029B	DAA502		JC ATNN		
029E	CDAE02	ATPN:	CALL ARDI		
02A1	2F		CMA		
02A2	C680		ADI 80H		
02A4	C9		RET	}	$\gamma_{12} = 180^\circ - \arctan Z/N $
02A5	CDAE02	ATNN:	CALL ARDI		
02A8	C680		ADI 80H		
02AA	C9		RET		
02AB			ORG 02ABH		
02AB	E5	ARDI:	PUSH H	}	ARCUSTANGENS-BILDUNG MIT DIVISION ARCTAN-Kopfadresse retten Kontrolle, ob führende Nullen
02AC	7A		MOV A,D		
02AD	80		ORA B		
02AE	E6FE		ANI 1111110B		
02B0	CADC02		JZ ARDIO		
02B3	210608		LXI H,0806H	}	falls Z und N nahezu 0, keine Differenzphasenbestimmung durchführen, da der Betrag des Differenzvektors zu klein ist
02B6	BE		CMP H		
02B7	DADC02		JC ARDIO		
02BA	E680		ANI 10000000B		
02B8	FACC02		JM ARDI2		
02B8	69	ARDI1:	MOV L,C	}	falls keine führenden Nullen
02C0	60		MOV H,B		
02C1	29		DAD H		
02C2	44		MOV B,H		
02C3	69		MOV L,C		
02C4	EB		XCHG	}	Nenner N und Zähler Z mit 2 multiplizieren
02C5	29		DAD H		
02C6	EB		XCHG		
02C7	7A		MOV A,D		
02C8	80		ORA B		
02C9	F28F02		JP ARDI1	}	Kontrolle, ob führende Nullen
02CC	78	ARDI2:	MOV A,B		
02CD	1F		RAR		
02CE	1F		RAR		
02CF	1F		RAR		
02D0	1F		RAR	}	wenn ja, erneut multiplizieren wenn nein, Adresse für ARCTAN-Tabelle bereiten aus 4 MSB des Zählers Z und 4 MSB des Nenners N
02D1	E60F		ANI 0FH		
02D3	47		MOV B,A		
02D4	7A		MOV A,D		
02D5	E6F0		ANI 0F0H		
02D7	30		ORA B	}	Zählerbits für Adresse
02D8	E1		POP H		
02D9	6F		MOV L,A		
02DA	7E		MOV A,M		
02DB	C9		RET		
02DC	2A0408	ARDIO:	LHLD 0804H	}	ARCTAN-Kopfadresse Adresse für Tabelle komplett $A = \arctan Z/N $ Rücksprung ins ATAN-Pgm.
02E0	22FC08		SHLD 08FCH		
02E3	E1		POP H		
02E4	E1		POP H		
02E5	E1		POP H		
02E6	11F8FF		LXI D,0FFF8H	}	Rücksprungadresse ins Hauptprogramm berechnen Rücksprung ins HP ausführen (neue Messung)
02E9	19		DAD D		
02EA	E9		PCHL		
02F0			ORG 02F0H		
02F0	7A	VZDI2:	MOV A,D		
02F1	E680		ANI 80H	}	DIVISION DURCH ZWEI MIT VORZEICHEN VZ isolieren, CY = 0 VZ retten hohes Byte Betrag isolieren Division durch 2, CY = LSB dividierten Betrag retten niedriges Byte Division durch 2, CY = MSB Betragsdivision beendet
02F3	67		MOV H,A		
02F4	7A		MOV A,D		
02F5	E67F		ANI 7FH		
02F7	1F		RAR		
02F3	57		MOV D,A		
02F9	78		MOV A,E		
02FA	1F		RAR		
02F8	5F		MOV E,A		
02FC	7A		MOV A,D		

02FD	B4		ORA H	Vorzeichen VZ aufprägen
02FE	57		MOV D,A	VZ-behaftete Division beendet
02FF	C9		RET	
0300			ORG 0300H	SUBTRAKTION MIT VORZEICHEN
0300	78	VZSUB:	MOV A,B	Prüfung des VZ des Minuenden
0301	A7		ANA A	setzt Sign-Flag = VZ
0302	F21003		JP VZS1	
0305	2F		CMA	bei negativem Minuenden wird
0306	47		MOV B,A	zur Ermöglichung der Subtraktion
0307	79		MOV A,C	das Zweierkomplement gebildet
0308	2F		CMA	und 8000h addiert,
0309	4F		MOV C,A	dieses entspricht:
030A	210180		LXI H,8001H	komplementieren und 8001h addieren
030D	09		DAD B	
030E	44		MOV B,H	
030F	4D		MOV C,L	
0310	7A	VZS1:	MOV A,D	Prüfung des VZ des Subtrahenden
0311	A7		ANA A	setzt Sign-Flag = VZ
0312	F22003		JP VZS2	
0315	2F		CMA	
0316	57		MOV D,A	wie beim Minuenden wird auch
0317	78		MOV A,E	der Subtrahend
0318	2F		CMA	komplementiert und
0319	5F		MOV E,A	
031A	210180		LXI H,8001H	8001h addiert
031D	19		DAD D	
031E	54		MOV D,H	
031F	5D		MOV E,L	
0320	79	VZS2:	MOV A,C	2-Byte-Subtraktion:
0321	93		SUB E	BC = BC - DE
0322	4F		MOV C,A	
0323	78		MOV A,B	
0324	9A		SBB D	
0325	47		MOV B,A	Differenz in BC mit MSB ≠ VZ
0326	F0		RP	Rücksprung bei positiver Differenz,
0327	2F		CMA	sonst komplementieren...
0328	47		MOV B,A	
0329	79		MOV A,C	
032A	2F		CMA	
032B	4F		MOV C,A	
032C	210180		LXI H,8001H	...und 8001h addieren
032F	09		DAD B	
0330	44		MOV B,H	
0331	4D		MOV C,L	Differenz in BC mit MSB ≠ VZ
0332	C9		RET	Rücksprung
0340			ORG 0340H	ROUTINE ZUR PHASENVERFOLGUNG MIT
0340	57	DLUPE:	MOV D,A	ELIMINIERUNG DES DOPPLER-EFFEKTES
0341	210108		LXI H,0801H	D = γ_{1e}
0344	4E		MOV C,M	C = γ_{0e}
0345	23		INX H	
0346	7E		MOV A,M	A = γ_{0e}
0347	72		MOV M,D	M0802 = γ_{1e}
0348	92		SUB D	$\Delta \gamma_e = \gamma_{0e} - \gamma_{1e}$
0349	E6C0		ANI 0C0H	2 MSB untersuchen, setzt Parity-Bit
034B	23		INX H	(FLIP ist Kriterium für partiell
034C	7E		MOV A,M	A = FLIP gegenläufige Frequenz
034D	EA5203		JPE FLIP	bei Parity even keine Änderung von
0350	C680		ADI 80H	FLIP, sonst FLIP = FLIP + 180°
0352	77	FLIP:	MOV M,A	M0803 = FLIP
0353	82		ADD D	$\gamma_{1e} = \text{FLIP} + \gamma_{1e}$
0354	2B		DCX H	
0355	2B		DCX H	
0356	77		MOV M,A	M0801 = γ_{1e}
0357	79		MOV A,C	A = γ_{0e}
0358	96		SUB M	$\Delta \gamma_e = \gamma_{0e} - \gamma_{1e}$
0359	4F		MOV C,A	C = $\Delta \gamma_e$
035A	0600		MVI B,00H	B = 0
035C	F26003		JP LUPE0	springe falls $\Delta \gamma_e' < 180^\circ$
035F	05		DCR B	B = -1
0360	2AFE08	LUPE0:	LHLD 08FEH	HL = altes $\Sigma \Delta \gamma_e$

0363	20		RIM		lese INT 7.5 $\hat{=}$ ABA-Signal
0364	E640		ANI 40H		
0366	CA7303		JZ AUF		falls hinaufwobbeln (ABA = 0)
0369	79	AB:	MOV A,C		falls hinabwobbeln (ABA = 1),...
036A	2F		CMA		
036B	4F		MOV C,A		
036C	78		MOV A,B		
036D	2F		CMA		
036E	47		MOV B,A		...Bildung des Zweierkomplementes
036F	110100		LXI D,0001H		von BC vorbereiten
0372	19		DAD D		
0373	09	AUF:	DAD B		$\Sigma \Delta \psi = \text{altes } \Sigma \Delta \psi + \Delta \psi$
0374	22FE08		SHLD 08FEH		$\Sigma \Delta \psi$ retten in Stack 08FE+FF
0377	3E0D		MVI A,0DH		
0379	30		SIM		RST 6.5 $\hat{=}$ FIN = enable
037A	00		NOP		abwarten ob Wobbelende
037B	00		NOP		
037C	C9		RET		sonst Rücksprung ins Hauptprogramm
0380	210000	PM4:	LXI H,0000H		ROUTINE ZUR MITTELUNG VON
0383	1604		MVI D,04H		4 NETZWERKANALYSEDATEN
0385	E5		PUSH H		Amplitudensumme löschen
0386	D5		PUSH D		Zähler = 4
0387	E5		PUSH H		Phasensumme löschen
0388	CD8000	P1:	CALL PMOD		NETZWERKANALYSE
038B	4B		MOV C,E		C = Phase
038C	42		MOV B,D		B = Betrag
038D	E1		POP H		HL = Phasensumme
038E	D1		POP D		D = Zähler, E = 00 oder 80
038F	7A		MOV A,D		
0390	FE04		CPI 04H		erster Phasenwert ?
0392	C29F03		JNZ P2		springe falls nicht erster Phasenwert
0395	79		MOV A,C		
0396	E6C0		ANI 0C0H		E = 00 falls $90^\circ \leq$ erster Phasenwert $< 270^\circ$
0398	1E00		MVI E,00H		E = 80 falls $270^\circ \leq$ erster Phasenwert $< 90^\circ$
039A	E29F03		JPO P2		
039D	1E80		MVI E,80H		
039F	79	P2:	MOV A,C		Phase = Phase + E
03A0	83		ADD E		A = Betrag
03A1	4F		MOV C,A		
03A2	78		MOV A,B		
03A3	0600		MVI B,00H		
03A5	09		DAD B		HL = neue Phasensumme
03A6	15		DCR D		Zähler dekrementieren
03A7	C1		POP B		BC = Betragssumme
03A8	E5		PUSH H		Stack = neue Phasensumme
03A9	2600		MVI H,00H		HL = Betrag
03AB	6F		MOV L,A		HL = neue Betragssumme
03AC	09		DAD B		Betragssumme und Phasensumme vertausch.
03AD	E3		XTHL		Zähler und E in Stack retten
03AE	D5		PUSH D		neue Phasensumme in Stack retten
03AF	E5		PUSH H		nächste NWA falls Zähler $\neq$ 0
03B0	C28803		JNZ P1		sonst HL = Phasensumme
03B3	E1		POP H		DE = Zähler und E
03B4	D1		POP D		
03B5	7B		MOV A,E		Zero-Flag $\hat{=}$ Inhalt von E setzen
03B6	A7		ANA A		
03B7	29		DAD H		
03B8	29		DAD H		
03B9	29		DAD H		Phasensumme 6 mal nach links schieben
03BA	29		DAD H		
03BB	29		DAD H		
03BC	29		DAD H		
03BD	00		NOP		
03BE	CAC503		JZ P3		springe falls E = 00
03C1	010080		LXI B,8000H		sonst addiere 180° zur
03C4	09		DAD B		gemittelten Phase
03C5	5C	P3:	MOV E,H		HL = Betragssumme
03C6	E1		POP H		
03C7	29		DAD H		
03C8	29		DAD H		

```

03C9 29
03CA 29
03CB 29
03CC 29
03CD 00
03CE 54
03CF 7C
03D0 1F
03D1 1F
03D2 1F
03D3 E61F
03D5 210608
03D8 77
03D9 C9

```

END

```

DAD H
DAD H
DAD H
DAD H
NOP
MOV D,H
MOV A,H
RRC
RRC
RRC
ANI 00011111B
LXI H,0806H
MOV M,A
RET

```

Betragssumme 6 mal nach links addieren

A = gemittelter Betrag

A = gemittelter Betrag / 8

0806 = gemittelter Betrag / 8
Rücksprung ins Hauptprogramm

TABELLE ZUR ARCUSCOSINUSFUNKTION
EPROM-ADRESSEN 0400H-04FFH

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	7C	79	77	76	75	74	72	71	71	70	6F	6E	6D	6D	6C	68
1	68	6A	69	69	68	68	67	66	66	65	65	64	64	63	63	62
2	62	61	61	60	60	5F	5F	5F	5E	5E	5D	5D	5C	5C	5C	58
3	58	5A	5A	5A	59	59	58	58	58	57	57	57	56	56	55	55
4	55	54	54	54	53	53	52	52	52	51	51	51	50	50	50	4F
5	4F	4F	4E	4E	4E	4D	4D	4D	4C	4C	4C	48	48	48	4A	4A
6	4A	49	49	49	48	48	48	47	47	47	46	46	46	45	45	45
7	44	44	44	43	43	43	43	42	42	42	41	41	41	40	40	40
8	3F	3F	3F	3E	3E	3E	3D	3D	3D	3C	3C	3C	3C	38	38	38
9	3A	3A	3A	39	39	39	38	38	38	37	37	37	36	36	36	35
A	35	35	34	34	34	33	33	33	32	32	32	31	31	31	30	30
B	30	2F	2F	2F	2E	2E	2E	2D	2D	2D	2C	2C	28	28	28	2A
C	2A	2A	29	29	28	28	28	27	27	27	26	26	25	25	25	24
D	24	23	23	23	22	22	21	21	20	20	20	1F	1F	1E	1E	1D
E	1D	1C	1C	1B	1B	1A	1A	19	19	18	17	17	16	16	15	14
F	14	13	12	12	11	10	0F	0E	0E	0D	0B	0A	09	08	06	03

TABELLE ZUR SINUSFUNKTION
EPROM-ADRESSEN 0500H-05FFH

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	00	03	06	09	0C	0F	12	16	19	1C	1F	22	25	28	28	2E
1	31	33	36	39	3C	3F	41	44	47	49	4C	4E	51	53	56	58
2	5A	5C	5E	61	63	64	66	68	6A	6C	6D	6F	70	72	73	75
3	76	77	78	79	7A	7B	7C	7C	7D	7E	7E	7F	7F	7F	7F	7F
4	7F	7F	7F	7F	7F	7F	7E	7E	7D	7C	7C	78	7A	79	78	77
5	76	74	73	72	70	6F	6D	6C	6A	68	66	64	62	60	5E	5C
6	5A	58	55	53	51	4E	4C	49	47	44	41	3E	3C	39	36	33
7	30	2D	28	28	25	22	1E	18	18	15	12	0F	0C	09	06	03
8	30	83	86	89	8C	8F	92	96	99	9C	9F	A2	A5	A8	AB	AE
9	81	83	86	89	8C	8F	C1	C4	C7	C9	CC	CE	D1	D3	D6	D8
A	DA	DC	DE	E1	E3	E4	E6	E8	EA	EC	ED	EF	F0	F2	F3	F5
B	F6	F7	F8	F9	FA	FB	FC	FD	FE	FE	FE	FE	FF	FF	FF	FF
C	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FE	FE	FD	FC	FC	FB	FA	F9	F8	F7
D	F6	F4	F3	F2	F0	EF	ED	EC	EA	E8	E6	E4	E2	E0	DE	DC
E	DA	D8	D5	D3	D1	CE	CC	C9	C7	C4	C1	BE	BC	B9	B6	B3
F	30	AD	AB	AB	A5	A2	9E	98	93	95	92	8F	8C	89	86	83

TABELLE ZUR COSINUSFUNKTION
EPROM-ADRESSEN 0600H-06FFH

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	7F	7F	7F	7F	7F	7F	7E	7E	7D	7C	7C	7B	7A	79	78	77
1	76	74	73	72	70	6F	6D	6C	6A	68	66	64	62	60	5E	5C
2	5A	58	55	53	51	4E	4C	49	47	44	41	3E	3C	39	36	33
3	30	2D	2B	28	25	22	1E	18	18	15	12	0F	0C	09	06	03
4	80	83	86	89	8C	8F	92	96	99	9C	9F	A2	A5	A8	AB	AE
5	81	83	86	89	8C	8F	C1	C4	C7	C9	CC	CE	D1	D3	D6	D8
6	0A	0C	0E	E1	E3	E4	E6	E8	EA	EC	ED	EF	F0	F2	F3	F5
7	F6	F7	F8	F9	FA	FB	FC	FD	FE	FE	FF	FF	FF	FF	FF	FF
8	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FE	FE	FD	FC	FC	F8	FA	F9	F8	F7
9	F6	F4	F3	F2	F0	EF	ED	EC	EA	E8	E6	E4	E2	E0	DE	DC
A	DA	D8	D5	D3	D1	CE	CC	C9	C7	C4	C1	8E	8C	89	86	83
B	80	AD	AB	A8	A5	A2	9E	98	98	95	92	8F	8C	89	86	83
C	00	03	06	09	0C	0F	12	16	19	1C	1F	22	25	28	2B	2E
D	31	33	36	39	3C	3F	41	44	47	49	4C	4E	51	53	56	58
E	5A	5C	5E	61	63	64	66	68	6A	6C	6D	6F	70	72	73	75
F	76	77	78	79	7A	7B	7C	7C	7D	7E	7E	7F	7F	7F	7F	7F

TABELLE ZUR ARCUSTANGENSFUNKTION MIT DIVISION
EPROM-ADRESSEN 0700H-07FFH

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	20	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
1	3F	20	13	0D	0A	08	07	06	05	05	04	04	03	03	03	03
2	3F	2D	20	18	13	10	0D	08	0A	09	08	07	07	06	06	05
3	3F	33	28	20	1A	16	13	10	0F	0D	0C	08	0A	09	09	08
4	3F	36	2D	26	20	13	18	15	13	11	10	0E	0D	0C	08	08
5	3F	38	30	2A	25	20	1C	19	17	15	13	11	10	0F	0E	0D
6	3F	39	33	2D	28	24	20	1D	1A	18	16	14	13	12	10	10
7	3F	3A	35	30	28	27	23	20	1D	18	19	17	16	14	13	12
8	3F	38	36	31	2D	29	26	23	20	1E	18	1A	18	16	15	14
9	3F	38	37	33	2F	28	28	25	22	20	1E	1C	1A	19	17	16
A	3F	3C	38	34	30	2D	2A	27	25	22	20	1E	1C	13	19	18
B	3F	3C	39	35	32	2F	2C	29	26	24	22	20	1E	1D	13	1A
C	3F	3D	39	36	33	30	2D	2A	28	26	24	22	20	1E	1D	1B
D	3F	3D	3A	37	34	31	2E	2C	2A	27	25	23	22	20	1E	1D
E	3F	3D	3A	37	35	32	30	2D	28	29	27	25	23	22	20	1F
F	3F	3D	3B	38	33	35	30	2E	2C	2A	28	26	25	23	21	20

7. LITERATURVERZEICHNIS

- [1] P. Profos
Handbuch der industriellen Meßtechnik
Vulkan Verlag, Essen
- [2] M. I. Skolnik
Radar Handbook
McGraw-Hill Book Company, New York 1970
- [3] M. I. Skolnik
Introduction to Radar Systems
McGraw-Hill Kogakusha Ltd., Tokyo 1962
- [4] W. Schilz, B. Schiek
Microwave Systems for Industrial Measurements
Advances in Electronics and Electron Physics, vol. 55,
Academic Press, 1981
- [5] R. Jacobson, B. Schiek, W. Schilz
Microwave Distance Meter with ± 2.5 mm Resolution
5 th European Microwave Conference Proceedings, Hamburg 1975
- [6] W. Schilz, R. Jacobson, B. Schiek
Mikrowellen-Entfernungsmeßsystem mit $\pm 2,5$ mm Genauigkeit
Mikrowellen-Magazin, vol. 2, 1976, pp. 102-107
- [7] F. Liebscher, W. Held
Kondensatoren
Springer Verlag, Berlin, 1968
- [8] R. Mittra
Computer Techniques for Electromagnetics
Pergamon Press, New York, 1973, pp. 159-261
- [9] H. Chaloupka, H.-J. Meckelburg
Neue Überlegungen zur Brauchbarkeit der physikalischen
Optik für die näherungsweise Berechnung der bistatischen
Streuung
Kleinheubacher Berichte, Band 25, 1982
- [10] C. L. Bennet
The Numerical Solution of Transient Electromagnetic
Scattering Problems
Electromagnetic Scattering, Academic Press, New York, 1978
- [11] E. M. Kennaugh, D. L. Moffatt
Transient and Impulse Response Approximations
Proceedings of the IEEE, Volume 53, No. 8, 1965, pp. 893-901
- [12] H.-J. Meckelburg
Ein rechnergesteuertes Breitbandsystem zur Messung von
Streufeldern und Ortung von Streuzentren
Kleinheubacher Berichte, Band 26, 1983
- [13] U. Raudonat, E. Sautter
Mehrzielfähiges FM-CW-Radar zur eindeutigen Messung von
Entfernung und Geschwindigkeit
NTZ, Bd. 30 (1977), Heft 3, pp. 255-260

- [14] O. Edvardsson
An FMCW Radar for Accurate Level Measurements
9 th European Microwave Conference Proceedings, Brighton 1979
- [15] K. H. Müller
35 GHz CW/FM Radarentfernungsmessung für die Laufzielbremsung in Richtungsgleisen
Mikrowellen-Magazin, vol. 8, No. 3, 1982, pp. 277-286
- [16] J. Schmidt
Ein Mikrowellen-Entfernungsmesser mit digital realisierter räumlicher Filterung
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum, 1982
- [17] W. Cramer
Methoden zur räumlichen Filterung bei der Entfernungsmessung mit Mikrowellen
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum, 1980
- [18] O. Ostwald, B. Schiek
Verfahren zur Reduktion von Störreflexionen bei der Entfernungsmessung mit Mikrowellen
Deutsche Patentanmeldung Nr. P 32 16 721.0, 1982
- [19] C. G. Montgomery
Technique of Microwave Measurements
McGraw-Hill Book Company, New York, 1947
- [20] S. F. Adam
Microwave Theory and Applications
Prentice-Hall, 1969
- [21] T. S. Laverghetta
Microwave Measurements and Techniques
Artech House, 1976
- [22] R. J. King
Microwave Homodyne Systems
Peregrinus, London, 1978
- [23] R. C. Cumming
The Serrodyne Frequency Translator
Proceedings of the IRE, 1957, pp. 175-186
- [24] E. M. Rutz, J. E. Dye
Frequency Translation by Phase Modulation
IRE Wescon Conv. Rec, pt. 1, 1957, pp. 201-207
- [25] J. S. Jaffe, R. C. Mackey
Microwave Frequency Translator
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., vol. MTT-13, 1965, pp. 371-378
- [26] B. Schiek, J. Köhler, W. Schilz
A Modulated Subcarrier Technique with Instantaneous Amplitude and Phase Information
IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-25, 1976, pp. 128-131

- [27] W. Strauss
Ein fehlerkorrigierender Netzwerkanalysator in Einseitenbandtechnik
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum, 1980
- [28] O. Ostwald, B. Schiek
A Homodyne Network Analyzer with Image Error Correction
11 th European Microwave Conference Proceedings, Amsterdam, 1981, pp. 617-621
- [29] O. Ostwald, B. Schiek
Network Analysis by Phase Modulated Homodyne Detection
IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-30, 1981, pp. 152-154
- [30] D. Eberhard
Ein homodyner Mikrowellen-Netzwerkanalysator mit Phasen- und Amplitudenmodulation
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum, 1981
- [31] E. Voges, O. Ostwald, B. Schiek, A. Neyer
Optical Phase and Amplitude Measurement by Single Sideband Homodyne Detection
IEEE Journ. Quant. Elec., vol. QE-18, 1982, pp. 124-129
- [32] E. Voges, O. Ostwald, B. Schiek, A. Neyer
Optical Single Sideband Homodyne Phase Detection
European Conference on Optical Communication Proceedings, Copenhagen, 1981, pp. 17.2.1-17.2.4
- [33] E. Voges, O. Ostwald, B. Schiek, A. Neyer
Optical Network Analysis by Phase Modulated Single Sideband Detection
First European Conference on Integrated Optics Proceedings, London, 1981, pp. 59- 60
- [34] F. Reggia, E. G. Spencer
A New Technique in Ferrite Phase Shifting for Beam Scanning of Microwave Antennas
Proceedings of the IRE, pp. 1510-1517, 1957
- [35] W. Kloh
Ein Mikrorechner-gesteuerter homodyner Netzwerkanalysator mit Phasenmodulation
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum, 1981
- [36] C. Krieb
Steuerbare Ferritphasenschieber im Mikrowellenbereich für Anwendungen in homodynem Netzwerkanalysatoren
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum, 1982
- [37] B. Schiek, O. Ostwald
Homodynes Netzwerkanalyseverfahren mit beliebiger Phasenmodulation
Deutsche Patentanmeldung Nr. P 31 19 975.5, 1981

- [38] O. Ostwald, B. Schiek
Network Analysis by a Digital Phase Sampling Technique
12 th European Microwave Conference Proceedings,
Helsinki, 1982, pp. 423-428
- [39] J. Leushacke
Hubstabilisierung eines Mikrowellen-Entfernungsmessers
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenz-
technik der Ruhr-Universität Bochum, 1982
- [40] B. Henoch
Industrial Applications of Microwaves
12 th European Microwave Conference Proceedings,
Helsinki, 1982, pp. 47-52
- [41] O. Ostwald, B. Schiek
A Spatial Filtering Technique for Microwave Distance
Measurements
12 th European Microwave Conference Proceedings,
Helsinki, 1982, pp. 604-609
- [42] T. Overkemping
Ein FMCW-Radar mit geebneter Empfindlichkeitscharakteristik
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenz-
technik der Ruhr-Universität Bochum, 1980
- [43] R. Becker
Entwurf und Bau eines Mikrowellen-Entfernungsmessers mit
räumlicher Filterung
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenz-
technik der Ruhr-Universität Bochum, 1981
- [44] W. Musekamp
Realisierung eines eichfähigen Mikrowellen-Entfernungs-
messers
Diplomarbeit aus dem Institut für Hoch- und Höchstfrequenz-
technik der Ruhr-Universität Bochum, 1982
- [45] K. Hoffmann
Eine einheitliche Betrachtungsweise für das Streuverhalten
bekannter und neuer Radarreflektoren
NTZ, 1967, Heft 10, pp. 610-615

Die vorliegende Arbeit entstand in den Jahren 1979 bis 1982 in der Arbeitsgruppe Hochfrequenzmeßtechnik am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum. Herrn Prof. Dr.-Ing. Burkhard Schiek gilt mein besonderer Dank für die Anregung zu dieser Arbeit, für sein stetes Interesse an den Untersuchungen und für zahlreiche wertvolle und interessante Diskussionen und Hinweise.

Herrn Prof. Dr. Gerhard Schiffner danke ich für die Übernahme des Korreferats und wertvolle Diskussionen.

Den Herren Ralf Becker, Wilhelm Cramer, Dietmar Eberhard, Matthias Jäger, Wilfried Kloh, Jürgen Leushacke, Wilhelm Musekamp, Thomas Overkemping, Reinhard Reinschlüssel, Josef Schmidt und Winfried Strauss danke ich für ihre Mitarbeit bei der Durchführung ihrer Studien- und Diplomarbeiten, bei deren Betreuung ich mitwirkte.

Die numerischen Berechnungen dieser Arbeit wurden am Rechenzentrum der Ruhr-Universität durchgeführt.

Lebenslauf

Olaf Ostwald, geb. 27. 1. 1954 in Bochum.

21.4.60 - 25.3.64

*Besuch der Volksschulen Bochum, Friederikastr. 23
und Bochum, Wasserstr. 46.*

9.4.64 - 24.5.73

*Besuch des mathematisch-naturwissenschaftlichen Gymnasiums
Graf Engelbert-Schule in Bochum.
Erlangung der allgemeinen Hochschulreife.*

1.7.73 - 30.9.74

*Ableistung der Wehrpflicht bei der Fernmeldenachschub- und
Instandsetzungskompanie 100 in Coesfeld. Ausbildung und
Tätigkeit als Funkgerätemechaniker und Radarmechaniker.*

1.10.74-9.5.79

*Studium der Elektrotechnik an der Ruhr-Universität Bochum.
Abschluß als Diplom-Ingenieur.*

1.6.79 - 31.12.82

*Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Arbeits-
gruppe Hochfrequenzmeßtechnik der Ruhr-Universität Bochum.*

Ab 1.1.83

Entwicklungs-Ingenieur bei der Firma Rohde & Schwarz in München.

